



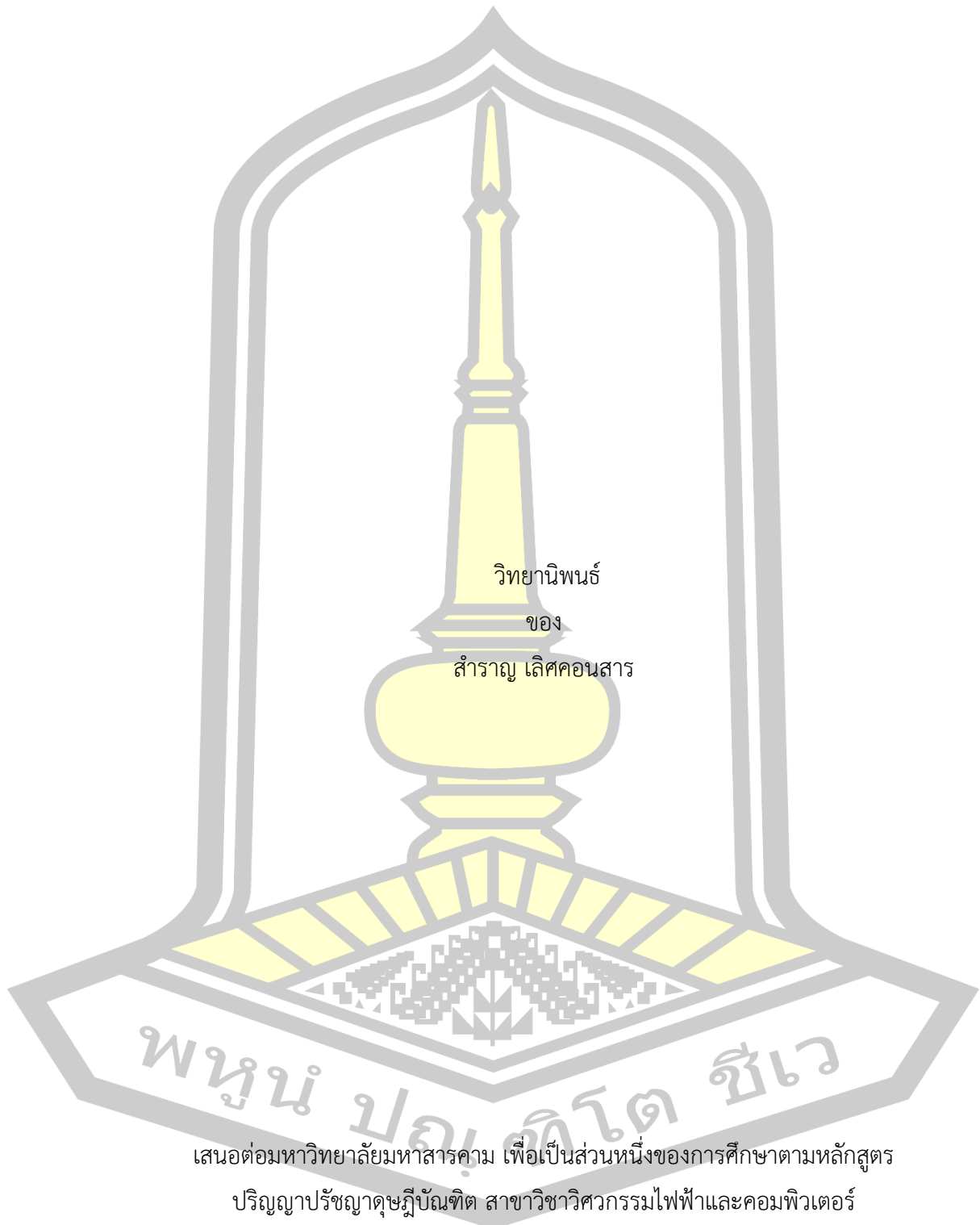
วงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ

วิทยานิพนธ์
ของ
สำราญ เลิศคอนสาร

เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
สิงหาคม 2566

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

วงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูลปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปรีโอ

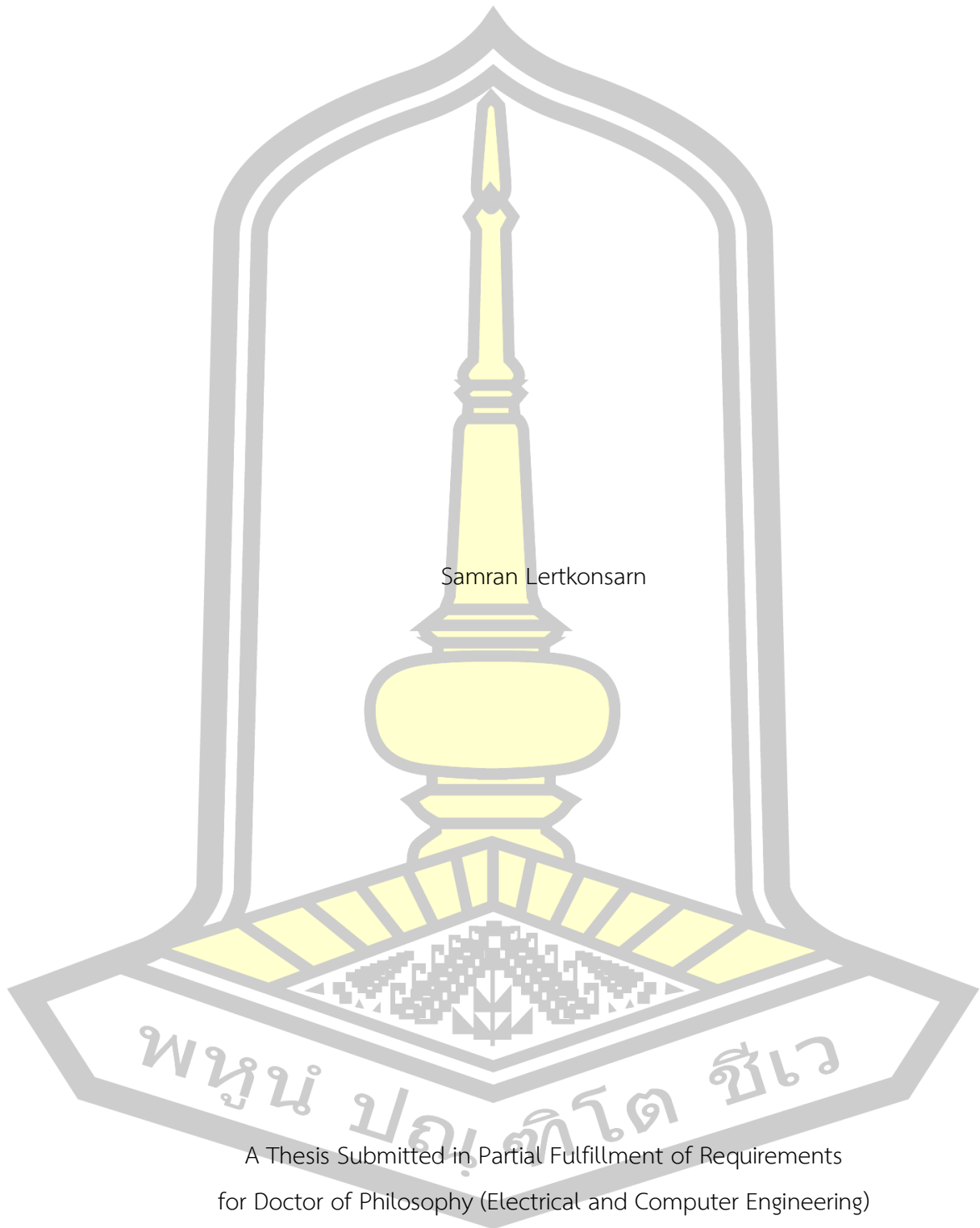


เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

สิงหาคม 2566

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

A Fully-Balanced Current-Tunable First-Order Low-Pass Filter with CAPRIO Technique



Samran Lertkonsarn

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of Requirements
for Doctor of Philosophy (Electrical and Computer Engineering)

August 2023

Copyright of Mahasarakham University



คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ได้พิจารณาวิทยานิพนธ์ของนายสำราญ เลิศคอนสาร
แล้วเห็นสมควรรับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชา
วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ

(รศ. ดร. อนันต์ เครือทรัพย์ถาวร)

.....อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

(ศ. ดร. วรวัฒน์ เสี่ยงมิบูล)

.....กรรมการ

(ผศ. ดร. ณัฐฉิ สุวรรณทา)

.....กรรมการ

(ผศ. ดร. สุพรรณนิกา วัฒนนะ)

.....กรรมการ

(ผศ. ดร. ชัยยงค์ เสริมผล)

มหาวิทยาลัยขอนแก่นให้รับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญา ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัย
มหาสารคาม

.....
(รศ. ดร. เกียรติศักดิ์ ศรีประทีป)

คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

.....
(รศ. ดร. กริสน์ ชัยมูล)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

ชื่อเรื่อง	วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูลปรับความถี่ด้วยกระแส โดยใช้เทคนิคคาปริโอ		
ผู้วิจัย	สำราญ เลิศคอนสาร		
อาจารย์ที่ปรึกษา	ศาสตราจารย์ ดร. วรวัฒน์ เสี่ยงมิบูล		
ปริญญา	ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต	สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
มหาวิทยาลัย	มหาวิทยาลัยมหาสารคาม	ปีที่พิมพ์	2566

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อ 1) วิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูลปรับความถี่ด้วยกระแสโดยการใช้เทคนิคคาปริโอ 2) สังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูลปรับความถี่ด้วยกระแสโดยการใช้เทคนิคคาปริโอ 3) จำลองวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูลปรับความถี่ด้วยกระแสโดยการใช้เทคนิคคาปริโอ 4) เปรียบเทียบวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูลปรับความถี่ด้วยกระแสโดยการใช้เทคนิคคาปริโอ วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูลปรับความถี่ด้วยกระแสโดยการใช้เทคนิคคาปริโอ สถาปัตยกรรมของวงจรที่พัฒนาและออกแบบค่อนข้างเรียบง่ายและได้สัดส่วนสมมาตรด้วยสัญญาณความถี่ต่างกัน วงจรที่พัฒนาเป็นวงจรรวมทำหน้าที่เหมือนวงจรพื้นฐานสำหรับวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งโหมดกระแสกับเทคนิคคาปริโอ วงจรถูกพัฒนาขึ้นจากการปรับปรุงวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งสำหรับสัญญาณความถี่ต่างกันกับอิมพีแดนซ์ขาเข้า โดยทำการปรับพารามิเตอร์ของวงจรด้วยเทคนิคคาปริโอ ทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการแก้ไขค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม วงจรที่เสนอเป็นแบบไม่ซับซ้อน เหมาะสมกับการใช้งานเป็นอย่างมาก ผลจากการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice แสดงให้เห็นว่าได้ผลดีโดยสอดคล้องกับการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีที่คาดการณ์ไว้

คำสำคัญ : วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง, ปรับความถี่ด้วยกระแส, แบบสมมูล, ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม, เทคนิคคาปริโอ, ความไว

TITLE	A Fully-Balanced Current-Tunable First-Order Low-Pass Filter with CAPRIO Technique		
AUTHOR	Samran Lertkonsarn		
ADVISORS	Professor Worawat Sa-Ngiamvibool , Ph.D.		
DEGREE	Doctor of Philosophy	MAJOR	Electrical and Computer Engineering
UNIVERSITY	Maharakham University	YEAR	2023

ABSTRACT

This thesis aims to: 1) analyze fully-balanced current-tunable first-order low-pass filter with CAPRIO Technique; 2) synthesize fully-balanced current-tunable first-order low-pass filter with CAPRIO Technique; 3) simulate fully-balanced current-tunable first-order low-pass filter with CAPRIO Technique, and 4) compare fully-balanced current-tunable first-order low-pass filter with CAPRIO Technique. A fully-balanced current-tunable first-Order low pass filter with CAPRIO's technique; The architecture of the circuit is relatively simple and symmetrical with different signals. Circuits which were developed to be the first-order low-pass filter as the basic functional circuit for current mode filters and the Caprio technique translated to first-order low-pass filter for an implementation of low input impedance differential current input. After the hand setting of the circuit parameters of Caprio technique, they were optimized to improve total harmonic distortion. The proposed conversion circuit is simple, very suitable for application and implementing. The simulation of the PSpice program showed that it provides good results and is in accordance with the predicted theoretical analysis.

Keyword : First-Order Low-pass Filter, Current-Tunable, Fully-Balanced, Total Harmonic Distortion, Caprio technique, Sensitivity

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จสมบูรณ์ได้ด้วยความกรุณาและความช่วยเหลืออย่างสูงยิ่งจาก ศาสตราจารย์ ดร.วรวัฒน์ เสี่ยมวิบูล อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก รองศาสตราจารย์ ดร.อนันต์ เครือทรัพย์ถาวร ประธานกรรมการสอบ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ณัฐภูมิ สุวรรณทา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุพรรณนิภา วัฒนะ และ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชัยยงค์ เสริมผล กรรมการสอบ

ขอขอบคุณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม ที่ให้ความช่วยเหลือด้าน เครื่องมือและอุปกรณ์ต่าง ๆ ในการทำวิทยานิพนธ์ให้เสร็จสมบูรณ์

ขอขอบคุณท่านอาจารย์สุเทพ ภู่มงคลสุริยา ผู้รับใบอนุญาตวิทยาลัยพิชญบัณฑิตที่ให้ ทุนการศึกษาตลอดจนให้ความช่วยเหลือด้านต่าง ๆ ในการทำวิทยานิพนธ์ให้เสร็จสมบูรณ์

ขอขอบคุณเจ้าหน้าที่บัณฑิตศึกษาคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม พร้อมด้วยพี่ ๆ และเพื่อน ๆ ทั้งปริญญาเอกและปริญญาโทสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ทุกคนที่ให้ความ ช่วยเหลือเรื่องการเรียนรู้ การสอบทุก ๆ ครั้ง จนสำเร็จการศึกษา

สุดท้ายขอขอบคุณครอบครัว คุณพ่อ คุณแม่ที่ให้กำเนิด ที่ช่วยอบรมเลี้ยงดู และภรรยาพร้อม ด้วยบุตรชายทั้งสองคนที่คอยให้กำลังใจ เพื่อให้การเรียนรู้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

สำราญ เลิศคอนสาร

พูน ปณ ทิโต ชีเว

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญภาพ.....	ฎ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของการวิจัย.....	1
1.2 ความมุ่งหมายของการวิจัย.....	2
1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	2
บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	3
2.1 โครงสร้างและการทำงานของโพลีลาร์ทรานซิสเตอร์ [12].....	3
2.2 ทฤษฎีวงจรรองสัญญาณความถี่ [13].....	6
2.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองความถี่ [12].....	10
2.4 วงจรขยายความแตกต่าง [14].....	12
2.4.1 วงจรขยายสัญญาณความแตกต่างที่มี 2 อินพุต.....	13
2.4.2 คุณสมบัติทางดีซีของโพลีลาร์ทรานซิสเตอร์.....	16
2.5 วงจรสะท้อนกระแส [14].....	20
2.6 เทคนิคคาปริโอ [15].....	23
2.6.1 เทคนิคคาปริโอกับการลดค่าลำดับคู่ (Even-order).....	28
2.7 ฮาร์โมนิก [15].....	29

2.7.1	นิยามของฮาร์โมนิก (Harmonic).....	29
2.7.2	ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิก (Harmonic Distortion).....	31
2.7.3	ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Distortion ; THD).....	31
2.8	ความไว [17].....	33
2.9	งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	34
2.9.1	งานวิจัยในประเทศ.....	34
2.9.2	งานวิจัยต่างประเทศ.....	37
บทที่ 3	วิธีดำเนินการ.....	39
3.1	การวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ.....	39
3.2	การสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ.....	41
3.3	วิเคราะห์ค่าความไว (Sensitivities).....	44
บทที่ 4	ผลการวิเคราะห์ข้อมูล	45
4.1	การตอบสนองต่อความถี่.....	45
4.2	การตอบสนองต่อสัญญาณชานน์.....	47
4.3	การตอบสนองต่อความถี่เมื่อปรับค่ากระแส I_f	47
4.4	การตอบสนองต่อความถี่เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C	48
4.5	ผลตอบสนองจากการวิเคราะห์ด้วยวิธี Monte Carlo.....	49
4.5	ความถี่และมุมเฟสเมื่อปรับค่ากระแส I_f	52
4.6	ความถี่และมุมเฟสเมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C	52
4.7	ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ	53
บทที่ 5	สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ	58
5.1	สรุปผล.....	58

5.2 อภิปรายผล 58

5.3 ข้อเสนอแนะ 59

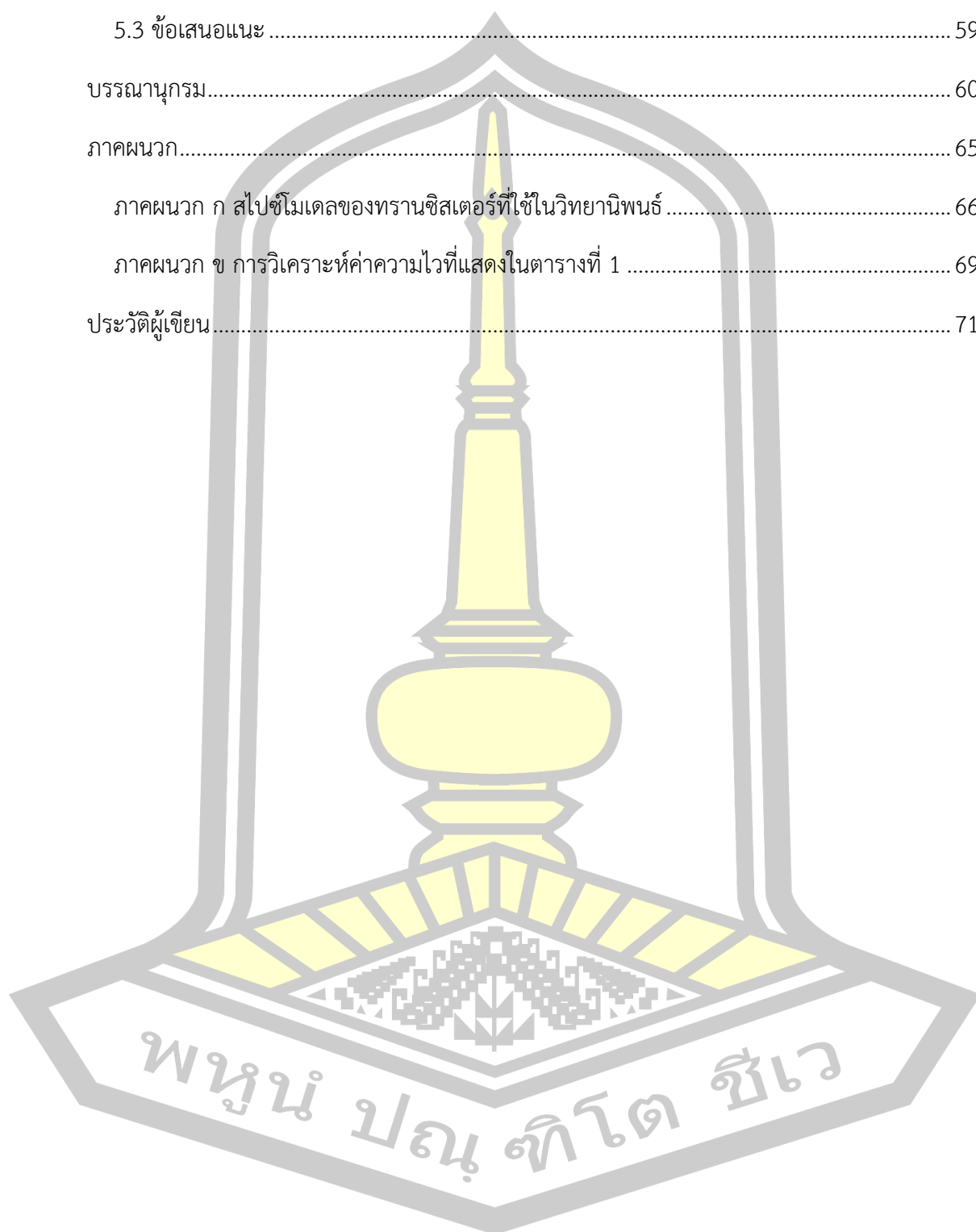
 บรรณานุกรม 60

 ภาคผนวก 65

 ภาคผนวก ก สไปซ์โมเดลของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ 66

 ภาคผนวก ข การวิเคราะห์ค่าความไวที่แสดงในตารางที่ 1 69

 ประวัติผู้เขียน 71



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1 ค่าความไว S_x^y โดยที่ $(x, y) = (C, \omega_o), (V_T, \omega_o), (I_f, \omega_o)$	44
ตารางที่ 2 ผลการหาค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณวงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบ สมดุลปรับความถี่ด้วยกระแส ค่าเฉลี่ยของ $V_o(t) = 6.6132$	55
ตารางที่ 3 ผลการหาค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณวงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบ สมดุลปรับความถี่ด้วยกระแสโดยการใช้เทคนิคคาปริโอ $V_o(t) = -0.4098$	56
ตารางที่ 4 ตารางความหมายของค่าตัวแปรโมเดลของทรานซิสเตอร์	67



สารบัญภาพ

	หน้า
ภาพที่ 1 โครงสร้างของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN.....	3
ภาพที่ 2 สัญญาลักษณ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และการไบอัส.....	4
ภาพที่ 3 การทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN	5
ภาพที่ 4 ความสัมพันธ์โดยทั่วไปของ I_C และ V_{CE}	5
ภาพที่ 5 วงจรกรองสัญญาณ	6
ภาพที่ 6 ผลตอบสนองทางความถี่วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (LP).....	8
ภาพที่ 7 ผลตอบสนองทางความถี่วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง (HP).....	8
ภาพที่ 8 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบบกรองผ่านแถบความถี่ (BP).....	9
ภาพที่ 9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่ (BS).....	9
ภาพที่ 10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ (AP).....	10
ภาพที่ 11 โครงข่ายวงจรสองพอร์ต มีอินพุตและเอาต์พุตเป็นแบบลอยตัว.....	10
ภาพที่ 12 วงจรขยายสัญญาณความแตกต่างที่มีสัญญาณที่จุดสัญญาณเข้าเท่ากับ $\pm V_a$	14
ภาพที่ 13 แสดงวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายสัญญาณความแตกต่างที่มีสัญญาณที่จุดสัญญาณเข้าเท่ากับ $\pm V_a$	15
ภาพที่ 14 คุณสมบัติทางดีซีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์	16
ภาพที่ 15 กระแสคอลเลคเตอร์กับแรงดัน V_{id}	18
ภาพที่ 16 ศักดาแตกต่างที่จุดสัญญาณออก.....	19
ภาพที่ 17 วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว.....	20
ภาพที่ 18 แหล่งจ่ายกระแสในทางอุดมคติ.....	21
ภาพที่ 19 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้หาค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณออก	22
ภาพที่ 20 แหล่งจ่ายกระแสแชนอร์ตัน	22

ภาพที่ 21 วงจรสมมูลเทวินิน	23
ภาพที่ 22 วงจรขยายความต่างมีความต้านทานเชื่อมต่อที่ขาอิมิตเตอร์.....	24
ภาพที่ 23 วงจรคาปรีโอควอด (Caprio's Quad).....	25
ภาพที่ 24 วงจรเทคนิคคาปรีโอ.....	25
ภาพที่ 25 กราฟแสดงค่าการวัดกระแสเอาต์พุต ค่าความผิดพลาดอันดับที่สาม และส่วนกลับลดทอนแรงดันอินพุต.....	28
ภาพที่ 26 วงจรขยายความต่างทรานซิสเตอร์คู่กับความต้านทานอิมิตเตอร์	29
ภาพที่ 27 สัญญาณที่มีความผิดพลาดเนื่องจากฮาร์โมนิก [15]	31
ภาพที่ 28 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแส	40
ภาพที่ 29 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปรีโอ	41
ภาพที่ 30 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปรีโอ.....	45
ภาพที่ 31 ผลการจำลองการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรถอดสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปรีโอค่าตัวเก็บประจุ $C = 10 \text{ nF}$ และแหล่งจ่ายกระแส $I_f = 500 \text{ }\mu\text{A}$	46
ภาพที่ 32 ผลการจำลองการตอบสนองต่อสัญญาณชาน์นวงจรถอดสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปรีโอโดยที่ค่ากระแส $I_f = 550 \text{ nA}$ ค่าตัวเก็บประจุ $C = 0.003 \text{ nF}$ และความถี่สัญญาณชาน์นอินพุตมีค่าอยู่ที่ 45.5 kHz	47
ภาพที่ 33 ผลการจำลองการตอบสนองต่อความถี่เมื่อปรับค่ากระแส $I_f = 100 \text{ }\mu\text{A}, 300 \text{ }\mu\text{A}$ และ 1 mA โดยที่ค่าตัวเก็บประจุ $C = 10 \text{ nF}$	48
ภาพที่ 34 ผลการจำลองการตอบสนองต่อความถี่เมื่อปรับค่ากระแส เมื่อ $I_f = 500 \text{ }\mu\text{A}$ และ $C = 10 \text{ nF}, 80 \text{ nF}$ และ $1 \text{ }\mu\text{F}$	49
ภาพที่ 35 ผลการวิเคราะห์ด้วยวิธี Monte Carlo ค่าตัวเก็บประจุ C ความผิดพลาด = 10 เปอร์เซ็นต์	50

ภาพที่ 36 ผลการวิเคราะห์ด้วยวิธี Monte Carlo ค่าอัตราการขยายของทรานซิสเตอร์ (β) มีค่าความผิดพลาด = 50 เปอร์เซ็นต์.....	51
ภาพที่ 37 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และเฟสเมื่อปรับค่ากระแส I_f วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลง่าย ปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ.....	52
ภาพที่ 38 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และเฟสเมื่อปรับค่าคาปาซิเตอร์.....	53
ภาพที่ 39 การเปรียบเทียบเส้นสเปคตรัมฮาร์โมนิกของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลง่าย ปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอและวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลง่าย ปรับความถี่ด้วยกระแส.....	54
ภาพที่ 40 เปรียบเทียบค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกรวม (THD) ของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลง่าย ปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอและวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลง่าย ปรับความถี่ด้วยกระแสเมื่อปรับค่า V_{in}	56



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของการวิจัย

วงจรกรองสัญญาณหรือวงจรกรองสัญญาณความถี่ (Filter) เป็นวงจรพื้นฐานด้านโทรคมนาคม ระบบเครื่องมือวัดและวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ มากมายซึ่งวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง (First-order low pass filter) เป็นอีกหนึ่งวงจรที่ได้รับความสนใจอย่างกว้างขวางโดยมีการนำเสนอมาแล้วอย่างมากมายในอดีต [1] – [3] ซึ่งนักวิจัยส่วนใหญ่เลือกใช้อุปกรณ์แอคทีฟมาช่วยในการออกแบบ เช่น วงจรออปแอมป์ (Operational Amplifiers) วงจรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier) และวงจรสายพานกระแส (Current Conveyor) [4] – [6] ในปัจจุบันนักวิจัยให้ความสนใจกับวงจรในแบบของกระแสมากขึ้น เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่นกว่าวงจรในรูปแบบแรงดันอยู่หลายประการ คือ มีแบนด์วิดท์กว้าง ให้ผลตอบสนองทางความถี่ได้สูง ใช้ไฟเลี้ยงต่ำและออกแบบวงจรได้ง่าย โดยใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยเหมาะสำหรับนำมาสร้างเป็นวงจรรวม (Integrated Circuit) [7], [8] และถ้าวงจรต้องทำงานในแหล่งพลังงานจำกัดการลดการใช้แรงดันและกระแสจึงมีความสำคัญมาก ประกอบกับการพัฒนาและออกแบบวงจรในโหมดของกระแสเพื่อนำไปใช้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบพกพาที่มีแบตเตอรี่เป็นแหล่งพลังงาน ซึ่งอุปกรณ์เหล่านี้จะมีขนาดลดลงและสามารถใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำลงเรื่อยๆ และจากการค้นคว้าผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในวารสารระดับนานาชาติ พบว่าเทคนิคในโหมดของกระแสยังสามารถขจัดสัญญาณรบกวน (Even-order Harmonics) ลำดับคู่ของสัญญาณด้านเข้าได้ แต่อย่างไรก็ตาม ยังปรากฏสัญญาณรบกวนลำดับคี่ในวงจรที่เกิดจากค่าอัตราขยายและความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิก (Harmonic Distortion) ที่จำกัด [9], [10] จากข้อจำกัดดังกล่าวได้มีผู้นำเสนอการใช้เทคนิคคาปริโอ (Caprio) สำหรับวงจรกรองสัญญาณในโหมดของกระแสจากผลการวิจัยได้แสดงให้เห็นถึงผลตอบสนองของวงจรมีความเป็นเชิงเส้นสูงและสามารถลดทอนค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกและขจัดฮาร์โมนิกลำดับคู่ออกจากวงจรได้ [11]

ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอการใช้เทคนิคของวงจรคาปริโอ (Caprio) เพื่อพัฒนาและปรับปรุงวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง แบบสมมูล ปรับความถี่ด้วยกระแส (Fully-

Balanced Current-Tunable First-order low-pass filter) เพื่อลดทอนค่าผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิก และขจัดฮาร์โมนิกลำดับคู่ออกจากวงจรและใช้อุปกรณ์ในการสังเคราะห์จำนวนน้อยเพื่อให้เหมาะสมสำหรับนำมาสร้างเป็นวงจรรวม (Integrated Circuit) โดยผ่านการสังเคราะห์ วิเคราะห์ จำลอง และเปรียบเทียบโดยใช้เทคนิคคาปริโอ (Caprio)

1.2 ความมุ่งหมายของการวิจัย

- 1) วิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ
- 2) สังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ
- 3) จำลองวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ
- 4) เปรียบเทียบวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ

1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1) ได้วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอด้วยการวิเคราะห์และสังเคราะห์
- 2) ได้หลักการทํางานวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอจากการจำลอง
- 3) ได้วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอที่ดีขึ้นจากการเปรียบเทียบกับวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแส

บทที่ 2

เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

งานวิจัยนี้เป็นการศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับวงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุล ปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ (A Fully-Balanced Current-Tunable First-order low-pass filter with Caprio technique) ซึ่งวงจรถูกนำเสนอเป็นการออกแบบโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์หลัก บทนี้อธิบายทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องดังประกอบด้วยเนื้อหาต่างๆ ดังต่อไปนี้

- 2.1 โครงสร้างและการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์
- 2.2 ทฤษฎีวงจรรองสัญญาณความถี่
- 2.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองความถี่
- 2.4 วงจรขยายสัญญาณความถี่ต่างกัน
- 2.5 วงจรสะท้อนกระแส
- 2.6 เทคนิคคาปริโอ
- 2.7 ฮาร์โมนิก
- 2.8 ความไว
- 2.9 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 โครงสร้างและการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ [12]

ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สามารถแบ่งแยกออกได้สองชนิดคือ NPN และ PNP ซึ่งขึ้นอยู่กับโครงสร้างของสารกึ่งตัวนำที่นำมาสร้าง ภาพที่ 1 แสดงให้เห็นโครงสร้างของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN



(ก) แสดงภาพตัดด้านข้างแสดงโครงสร้าง

(ข) แสดงโครงสร้างอย่างง่าย

ภาพที่ 1 โครงสร้างของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN



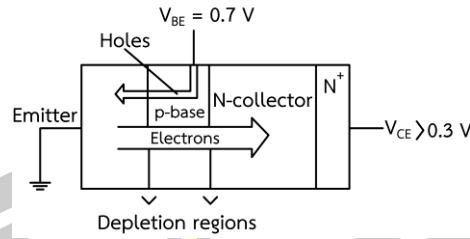
(ก) ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN

(ข) ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP

ภาพที่ 2 สัญญาลักษณ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และการไบอัส

ภาพที่ 2 แสดงสัญลักษณ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ความแตกต่างระหว่างทรานซิสเตอร์ทั้งสองชนิดคือ แรงดันที่ใช้ไบอัสและทิศทางการไหลของกระแสที่ขาเบส ซึ่งการไบอัสและทิศทางการไหลของกระแสที่ขาคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์แสดงดังภาพที่ 3 การอธิบายการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะอธิบายโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN โดยกำหนดให้ขาอิมิตเตอร์ต่อกับกราวด์ จากภาพที่ 3 สามารถอธิบายการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ได้ดังนี้ ถ้าแรงดันไบอัส V_B มีค่าน้อยกว่า 0.5 V ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะไม่ทำงานและไม่มีการเสาคอลเลคเตอร์ไหล แต่อย่างไรก็ตามเมื่อรอยต่อ pn ได้รับไบอัสตรงจะเริ่มตันมีกระแสไหลจากขาเบสสู่อิมิตเตอร์แต่จะเป็นกระแสเล็กน้อยเท่านั้น แต่ถ้ากระแสที่ไหลเข้าที่ขาเบสมีค่ามากขึ้นมันจะเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลที่ขาคอลเลคเตอร์ ดังนั้นไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN สามารถพิจารณาเป็นตัวขยายกระแสในช่วงความถี่ต่ำ ในกรณีที่ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ทำงานและที่รอยต่อคอลเลคเตอร์และเบสได้รับไบอัสกลับ กระแสที่ขาเบสจำนวนเล็กน้อยจะทำหน้าที่ควบคุมกระแสจำนวนมากที่ไหลระหว่างขาคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ เมื่อกระแสคอลเลคเตอร์ถูกประมาณให้เท่ากับกระแสอิมิตเตอร์ที่ไหลจากอิมิตเตอร์สู่ขาเบสและจำนวนของกระแสอิมิตเตอร์นี้จะถูกกำหนดโดยแรงดันระหว่างเบสและอิมิตเตอร์ซึ่งกระแส คอลเลคเตอร์จะสามารถแสดงอยู่ในรูปเอ็กซ์โพเนนเชียลที่มีความสัมพันธ์กับแรงดันระหว่างเบสและอิมิตเตอร์ คือ

$$I_C = I_{CS} e^{V_{BE}/V_{TM}} \quad (2.1)$$

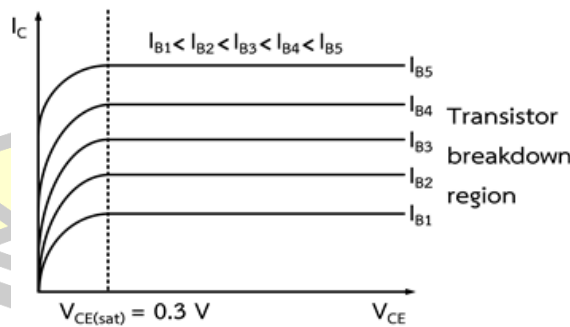


ภาพที่ 3 การทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN

เมื่อ V_{TM} คือ Thermal voltage I_{CS} คือ Scale current กระแส I_{CS} จะเป็นสัดส่วนกับพื้นที่ของรอยต่อเบสและอิมิตเตอร์ กระแสเบสกำหนดได้โดยกระแสโฮลที่ไหลจากเบสสู่อิมิตเตอร์โดยมีลักษณะความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเบสและอิมิตเตอร์ (V_{BE}) เป็นเอ็กซีโพเนนเชียล ผลก็คืออัตราส่วนของกระแสคอลเลคเตอร์ต่อกระแสเบสจะมีค่าคงที่ การประมาณเบื้องต้นจะขึ้นอยู่กับแรงดันและกระแส อัตราส่วนนี้โดยทั่วไปจะแสดงดังสมการที่ (2.2)

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \tag{2.2}$$

เมื่อ I_C และ I_B คือกระแสเบสและกระแสคอลเลคเตอร์ โดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 50 mA ถึง 200 mA



ภาพที่ 4 ความสัมพันธ์โดยทั่วไปของ I_C และ V_{CE}

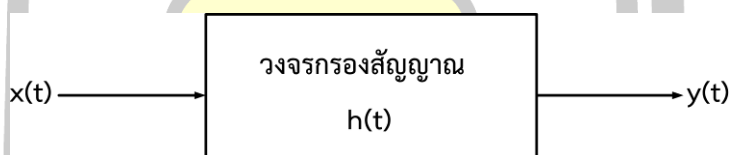
สมการที่ (2.1) แสดงให้เห็นว่ากระแสคอลเลคเตอร์จะไม่ขึ้นอยู่กับแรงดันคอลเลคเตอร์ เพื่อแสดงให้เห็นถึงจุดนี้ โดยทั่วไปการพล็อตกระแส I_C ต่อฟังก์ชันของแรงดันคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ (V_{CE}) ต่อการเปลี่ยนค่าของ I_B สามารถแสดงได้ดังภาพที่ 4 ลักษณะของกราฟจะไม่แบนราบ

เมื่อ $V_{CE} > V_{CE(sat)}$ เป็นช่วงที่แสดงว่ากระแส I_C จะขึ้นอยู่กับแรงดัน V_{CE} ช่วงนี้จะเป็นช่วงลิเนียร์โดยเส้นกราฟจะตัดกับแกน V_{CE} ที่ $V_{CE} = V_A$ สำหรับทุกค่าของ I_B ค่าแรงดัน V_A จะถูกเรียกว่า Early voltage ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 50 V ถึง 100 V ดังนั้นสมการที่ (2.1) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$I_C = I_{CS} e^{V_{BE}/V_{TM}} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \quad (2.3)$$

2.2 ทฤษฎีวงจรรองสัญญาณความถี่ [13]

ระบบของวงจรรองสัญญาณสามารถแสดงได้ดังภาพที่ 5 เมื่อ $x(t)$ คือ สัญญาณอินพุต $y(t)$ คือ สัญญาณเอาต์พุตและ $h(t)$ คือสัญญาณตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ (impulse response) ของวงจร หากกำหนดให้วงจรรองสัญญาณภายใต้การพิจารณาเป็นระบบที่มีคุณสมบัติเป็นแบบเชิงเส้น (linear) และไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-invariant) แล้ว $y(t)$ จะสัมพันธ์กับตัวแปรอื่นสามารถแสดงให้อยู่ในรูปของสมการคอนโวลูชันอินทิกรัล (convulsion integral) ต่อไปนี้



ภาพที่ 5 วงจรรองสัญญาณ

$$y(t) = \int_0^t h(t-\tau) \times x(\tau) d\tau \quad (2.4)$$

เมื่อทำการแปลงลาปลาซของสมการ (2.4) จะได้ผลการแปลงลาปลาซ คือ

$$Y(s) = H(s)X(s) \quad (2.5)$$

โดยที่ $Y(s)$ $H(s)$ และ $X(s)$ คือ ผลการแปลงลาปลาซของ $y(t)$ $h(t)$ และ $x(t)$ ตามลำดับ เมื่อพิจารณาในแกนความถี่ $s = j\omega$ สมการ (2.5) สามารถเขียนแสดงอยู่ในรูปส่วนประกอบของขนาดและเฟสได้ดังนี้

$$|Y(j\omega)| = |H(j\omega)| |X(j\omega)| \quad (2.6)$$

และ

$$\phi_{Y(j\omega)} = \phi_{H(j\omega)} + \phi_{X(j\omega)} \quad (2.7)$$

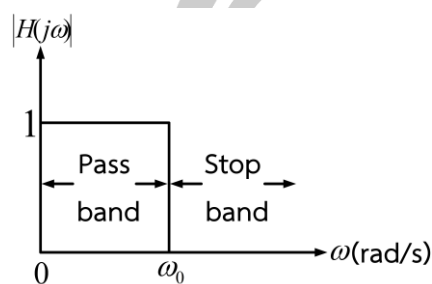
โดยที่ $\phi_{Y(j\omega)}$ คือ ค่าเฟสของ $Y(j\omega)$ $\phi_{H(j\omega)}$ คือ ค่าเฟสของ $H(j\omega)$ และ $\phi_{X(j\omega)}$ คือ ค่าเฟสของ $X(j\omega)$

หลักการโดยทั่วไปของวงจรกรองสัญญาณ คือทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากสัญญาณที่ต้องการและลดทอนความแรงของสัญญาณความถี่นอกเหนือจากที่กำหนด เมื่อพิจารณาสมการ (2.6) เห็นได้ว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตนั้นเป็นผลคูณของค่าขนาดของสัญญาณอินพุตกับค่าขนาดของฟังก์ชันการตอบสนองเชิงความถี่ (frequency response function) ของวงจรกรองสัญญาณ ถ้าฟังก์ชันขนาด (magnitude function) ของ $H(j\omega)$ มีค่าเท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่นั้นจะเรียกว่า ช่วงแถบหยุด (stopband) และในทำนองเดียวกันเมื่อค่าฟังก์ชันขนาดของ $H(j\omega)$ มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่นั้นจะเรียกว่า ช่วงแถบผ่าน (passband) ดังนั้นจากผลการตอบสนองของฟังก์ชันขนาดของ $H(j\omega)$ ในช่วงความถี่ที่แตกต่างกันของวงจร ตามคุณลักษณะของช่วงแถบหยุดและช่วงแถบผ่าน จึงสามารถจำแนกชนิดของวงจรกรองสัญญาณออกเป็นย่อย ๆ ได้อีกห้าแบบตามลักษณะของการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรดังนี้ คือ

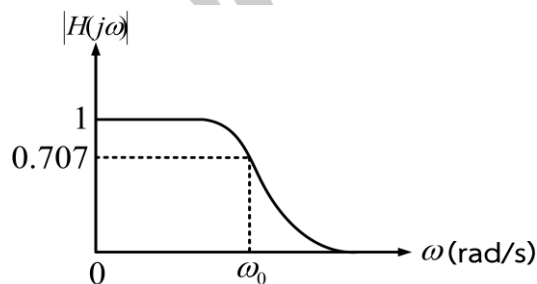
- 1) วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (Lowpass Filter, LP)
- 2) วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง (Highpass Filter, HP)
- 3) วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่ (Bandpass Filter, BP)
- 4) วงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่ (Bandstop Filter, BS)
- 5) วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ (Allpass Filter, AP)

ภาพที่ 6 ถึง ภาพที่ 10 แสดงให้เห็นถึงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณอันดับหนึ่ง (first-order filter) ทั้งห้าแบบในทางอุดมคติและในทางปฏิบัติ โดยในทางปฏิบัตินี้ความถี่คัตออฟ (cutoff frequency, ω_0) ก็คือ ค่าความถี่ที่ทำให้อัตราขยายสัญญาณของวงจรมีค่าเท่ากับ 70.7% (หรือประมาณ -3 dB) รูปแบบของการเปลี่ยนจากแถบผ่านไปยังแถบหยุด หรือจากแถบหยุดไปยังแถบผ่านก็คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของผลตอบสนองความถี่เรียกว่า อัตราการลดลงอย่างราบรื่น (roll-off rate หรือ fall-off rate) ถ้าทำการพล็อตความถี่บนแกนลอการิทึม วิธีการ

พล็อตดังกล่าวเรียกว่า การพล็อตโบด (Bode plot) และวัดความชันของเส้นกำกับ (asymptotic slope) หรืออัตราการลดลงหรือเพิ่มขึ้นเท่ากับ ± 20 dB/decade โดยที่ -20 dB/decade หมายถึง อัตราขยายลดลง 20 dB เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น 10 เท่า และ $+20$ dB/decade หมายถึงอัตราขยายเพิ่มขึ้น 20 dB เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น 10 เท่า



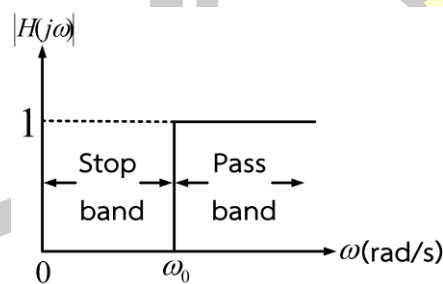
(ก) ผลตอบสนองในทางอุดมคติ



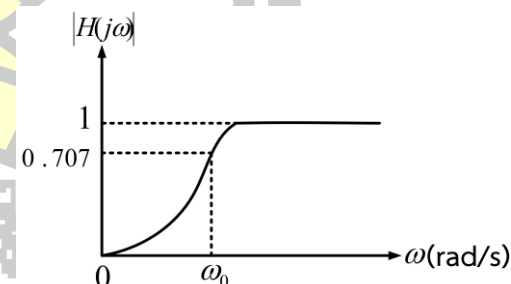
(ข) ผลตอบสนองในทางปฏิบัติ

ภาพที่ 6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (LP)

ภาพที่ 6 แสดงผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ผ่านอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึงความถี่คัตออฟ ในขณะที่ช่วงความถี่สูงกว่าความถี่คัตออฟจะเป็นช่วงแถบหยุดของวงจร ในกรณีเช่นนี้ค่าแบนด์วิธของวงจรมีค่าเท่ากับ ω_0



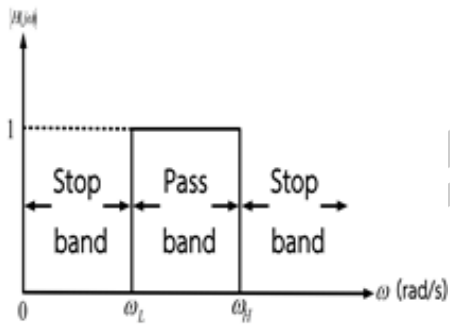
(ก) ผลตอบสนองในทางอุดมคติ



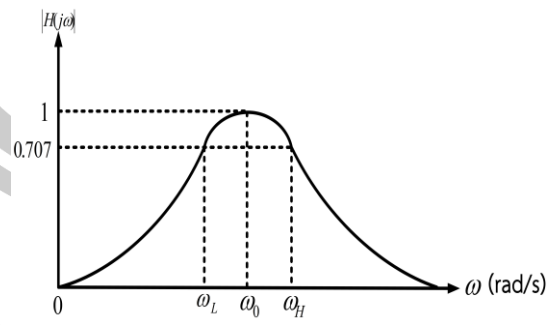
(ข) ผลตอบสนองในทางปฏิบัติ

ภาพที่ 7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง (HP)

ภาพที่ 7 แสดงผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ต่ำระหว่าง 0 จนถึงความถี่คัตออฟ ω_0 ในขณะที่ช่วงความถี่สูงกว่าความถี่คัตออฟจะผ่านวงจรไปได้



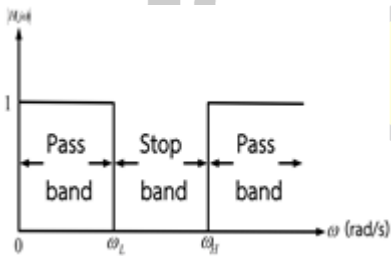
(ก) ผลตอบสนองในทางอุดมคติ



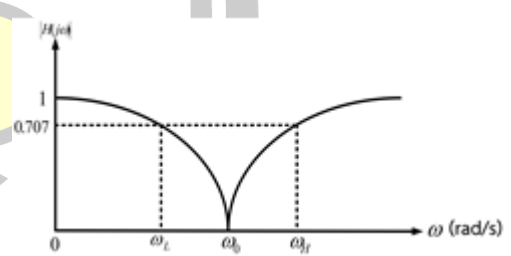
(ข) ผลตอบสนองในทางปฏิบัติ

ภาพที่ 8 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบบกรองผ่านแถบความถี่ (BP)

ภาพที่ 8 แสดงผลตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ผ่านของวงจรอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คutoff สองความถี่คือ ω_L (Low cutoff frequency) และ ω_H (High cutoff frequency) ในขณะที่แถบหยุดของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในระหว่างช่วงความถี่ 0 ถึงความถี่คutoff ω_L และในช่วงของความถี่สูงกว่าความถี่คutoff ω_H



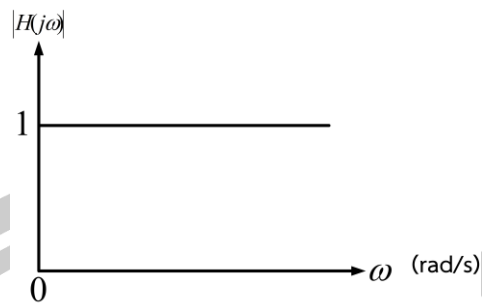
(ก) ผลตอบสนองในทางอุดมคติ



(ข) ผลตอบสนองในทางปฏิบัติ

ภาพที่ 9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่ (BS)

ภาพที่ 9 แสดงการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่ ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบหยุดในช่วงระหว่างความถี่คutoff สองความถี่คือ ω_L และ ω_H ในขณะที่แถบความถี่ผ่านของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในระหว่างช่วงความถี่ 0 ถึงความถี่คutoff ω_L และในช่วงของความถี่สูงกว่าความถี่คutoff ω_H

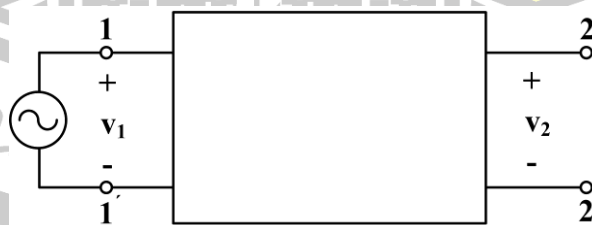


ภาพที่ 10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ (AP)

วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่เป็นวงจรกรองสัญญาณที่ยอมให้สัญญาณทุกความถี่สามารถผ่านไปได้ โดยพบว่า การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ในแบบอุดมคตินั้นแสดงได้ดังภาพที่ 10 ในส่วนของการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ในทางปฏิบัตินั้นมีลักษณะไม่แตกต่างกัน โดยวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่นั้นมีประโยชน์ในการนำมาใช้เป็นวงจรเลื่อนเฟส (phase shifter) ให้สัญญาณเอาต์พุตมีมุมเฟสที่แตกต่างจากสัญญาณอินพุตตามที่ผู้ออกแบบกำหนด

2.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ [12]

ฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นส่วนสำคัญที่เป็นตัวกำหนดว่าวงจรนั้นจะมีผลตอบสนองเป็นวงจรชนิดใด เริ่มจากพิจารณาวงจรกรองความถี่ดังแสดงในภาพที่ 11 ซึ่งมีแหล่งจ่ายแรงดัน $V_1(t)$ ต่ออยู่ที่พอร์ททั้งอินพุต 1 - 1' และมีผลตอบสนองที่พอร์ทเอาต์พุต 2 - 2' เป็นแรงดัน $V_2(t)$ ที่พอร์ททั้งสองทำงานในสัญญาณไซน์ซุชอยดอล (Sinusoidal) สภาวะคงตัวแล้วสามารถจัดแสดงค่าแรงดันทั้งสองอยู่ในรูปสมการดังนี้



ภาพที่ 11 โครงข่ายวงจรสองพอร์ท มีอินพุตและเอาต์พุตเป็นแบบลอยตัว

$$v_1(t) = v_1 \cos(\omega t + \theta_1) \quad (2.8)$$

$$v_2(t) = v_2 \cos(\omega t + \theta_2) \quad (2.9)$$

หรือเขียนอยู่ในรูปเฟสเซอร์ได้ดังนี้

$$\bar{V}_1 = |\bar{V}_1| e^{j\theta_1} = V_1 \angle \theta_1 \quad (2.10)$$

$$\bar{V}_2 = |\bar{V}_2| e^{j\theta_2} = V_2 \angle \theta_2 \quad (2.11)$$

เมื่อแปลงลาปลาซ (Laplace transform) ของแรงดันเฟสเซอร์ \bar{V}_1 และ \bar{V}_2 จะได้

$$\bar{V}_1 = \bar{V}_1(S) \Big|_{S=j\omega} = |\bar{V}_1(j\omega)| e^{j\theta_1(\omega)} \quad (2.12)$$

$$\bar{V}_2 = \bar{V}_2(S) \Big|_{S=j\omega} = |\bar{V}_2(j\omega)| e^{j\theta_2(\omega)} \quad (2.13)$$

สังเกตว่าทั้งขนาดและเฟสของแรงดันทั้งสองเป็นฟังก์ชันของความถี่เชิงมุม ω อัตราส่วนของแรงดันทั้งสองในสมการที่ 2.12 และ 2.13 สามารถนำมาใช้นิยามทรานสเฟอร์ฟังก์ชันได้ดังนี้

$$\frac{\bar{V}_2}{\bar{V}_1} = T(S) = \frac{\text{output}}{\text{input}} \quad (2.14)$$

แทนสมการที่ 2.12 และ 2.13 ลงในสมการที่ 2.14 จะได้ผลลัพธ์ของฟังก์ชันถ่ายโอน คือ

$$T(j\omega) = \frac{|\bar{V}_2(j\omega)| e^{j\theta_2(\omega)}}{|\bar{V}_1(j\omega)| e^{j\theta_1(\omega)}} = \frac{|\bar{V}_2(j\omega)|}{|\bar{V}_1(j\omega)|} e^{j[\theta_2(\omega) - \theta_1(\omega)]} = |T(j\omega)| e^{j\theta(\omega)} \quad (2.15)$$

ซึ่งหมายความว่าขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอน คือ

$$|T(j\omega)| = \frac{|\bar{V}_2(j\omega)|}{|\bar{V}_1(j\omega)|} \quad (2.16)$$

และมุมเฟสของฟังก์ชันถ่ายโอน คือ

$$\theta(\omega) = \theta_2(\omega) - \theta_1(\omega) \quad (2.17)$$

และจัดรูปสมการที่ 2.16 ใหม่ให้อยู่ในรูป

$$|\bar{V}_2| = |T(j\omega)| |\bar{V}_1| \quad (2.18)$$

ก็จะเห็นว่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่จะเป็นตัวกำหนดว่าขนาดของสัญญาณอินพุตที่ความถี่ใด ๆ จะถูกลดทอน (Attenuated) หรือขยาย (Magnified) เป็นจำนวนเท่าใด โดยช่วงที่สัญญาณอินพุตถูกลดทอนขนาด โดยทั่วไปมักเรียกกันว่าแถบหยุด (Stop band) และช่วงที่สัญญาณอินพุตถูกขยายขนาด มักเรียกกันว่าแถบผ่าน (Pass band) ในทำนองเดียวกันเมื่อจัดรูปสมการที่ 2.17 ให้อยู่ในรูป

$$\theta_2(\omega) = \theta(\omega) + \theta_1(\omega) \quad (2.19)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่ $T(s)$ สามารถเขียนอยู่ในรูปอัตราส่วนของโพลีโนเมียล (Polynomial) สองชุดได้ดังนี้

$$T(s) = \frac{a_M s^M + a_{M-1} s^{M-1} + \dots + a_0}{s^N + b_{N-1} s^{N-1} + \dots + b_0} \quad (2.20)$$

เลขยกกำลังสูงสุดของตัวส่วน (Denominator) N คือ อันดับ (Order) ของวงจรกรอง สำหรับวงจรกรองความถี่ที่มีเสถียรภาพ เลขยกกำลังสูงสุดของตัวเศษ (Numerator) จะต้องน้อยกว่าหรือเท่ากับตัวส่วน $M \leq N$ สัมประสิทธิ์ของตัวเศษและตัวส่วน a_0, a_1, \dots, a_M และ b_0, b_1, \dots, b_{N-1} นั้นจะเป็นจำนวนจริง โพลีโนเมียลในตัวเศษและตัวส่วนสามารถแยกตัวร่วม (factor) ออกจากกันได้ ฟังก์ชันถ่ายโอน $T(s)$ จึงสามารถแสดงได้ดังนี้

$$T(s) = \frac{a_M (s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_M)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_N)} \quad (2.21)$$

โดยรากของตัวเศษ z_1, z_2, \dots, z_M คือซีโร่ (zero) ของฟังก์ชันถ่ายโอนหรือทรานสมิสชันซีโร่ (transmission zero) ส่วนรากของตัวส่วน p_1, p_2, \dots, p_N คือโพล (pole) ของฟังก์ชันถ่ายโอนเนเจอร์รัลโหมด (natural mode) หรือทรานสมิสชันซีโร่หรือโพลสามารถเป็นจำนวนจริงหรือจำนวนเชิงซ้อนได้ โดยหากเป็นโพลจำนวนเชิงซ้อนหรือซีโร่คอมเพล็กซ์ก็เกิดขึ้นเป็นคู่คอนจูเกตเท่านั้น

2.4 วงจรขยายความแตกต่าง [14]

วงจรขยายสัญญาณความแตกต่าง (Differential Amplifier Circuit) คือ วงจรที่มีสองอินพุตมีภาคขยายสองภาคมาต่อร่วมกัน โดยวงจรจะเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้จากทั้งสองอินพุตและ

ขยายออกมาเป็นสัญญาณเอาต์พุต โดยทั่วไปจะใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์เดียวกันสองตัว วงจรขยายสัญญาณความแตกต่างมีการนำไปประยุกต์ใช้อย่างกว้างขวางในการสร้างวงจรรวม เช่น ในส่วนจุดสัญญาณเข้าของออปแอมป์ วงจรขยายความถี่ต่ำ วงจรขยายความถี่สูง ตลอดจนวงจรลอจิกเกทในทางดิจิทัล นอกจากนี้แล้วในวงจรรวมมักจะใช้วงจรขยายสัญญาณความแตกต่างในการกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการที่รวมมากับแหล่งจ่ายด้วย

2.4.1 วงจรขยายสัญญาณความแตกต่างที่มี 2 อินพุต

ภาพที่ 12 เป็นวงจรขยายสัญญาณความแตกต่างโดยป้อนสัญญาณที่จุดสัญญาณเข้ามีค่าเท่ากันแต่มีขั้วของศักดาตรงข้ามกันจากภาพที่ 12 ค่าศักดาที่จุดสัญญาณเข้าคือ

$$V_1 = +V_a(t) \quad (2.22)$$

$$V_2 = -V_a(t) \quad (2.23)$$

หรือ

$$V_{idm} = V_a(t) - [-V_a(t)] = 2V_a(t) \quad (2.24)$$

โดยที่

$V_1 = +V_a(t)$ คือ ค่าแรงดันอินพุตทรานซิสเตอร์ Q1 ป้อนเข้าที่ขาเบส

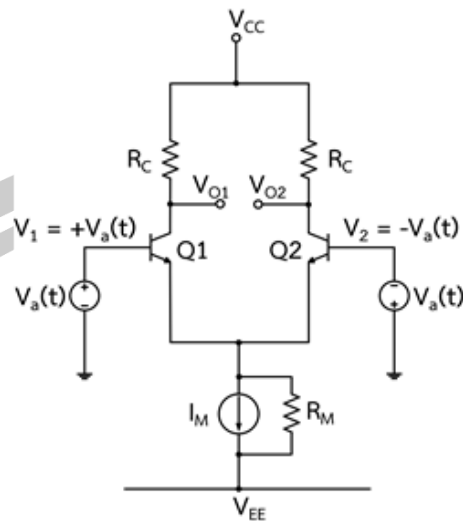
$V_2 = -V_a(t)$ คือ ค่าแรงดันอินพุตทรานซิสเตอร์ Q2 ป้อนเข้าที่ขาเบส

V_{O1} คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ Q1

V_{O2} คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ Q2

V_{idm} คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 ในโหมดขยายสัญญาณอินพุตแตกต่างกัน

พหุ ประถมศึกษา



ภาพที่ 12 วงจรขยายสัญญาณความแตกต่างที่มีสัญญาณที่จุดสัญญาณเข้าเท่ากับ $\pm V_a$

จากภาพที่13 ใช้หาค่าสัญญาณที่จุดสัญญาณออก V_{O1} และ V_{O2} หากกระแสอินพุตของสัญญาณขนาดเล็ก i_{b1} และ i_{b2} จากการใช้กฎแรงดันเคอร์ชอฟที่รูป A จะได้

$$V_a(t) - [-V_a(t)] = V_{\pi 1} - [-V_{\pi 2}] = V_{b1\pi 1} - V_{b2\pi 2} \quad (2.25)$$

โดยที่

$V_{\pi 1}$ คือ แรงดันอินพุตตกคร่อมทรานซิสเตอร์ Q1 ป้อนเข้าที่ขาเบส

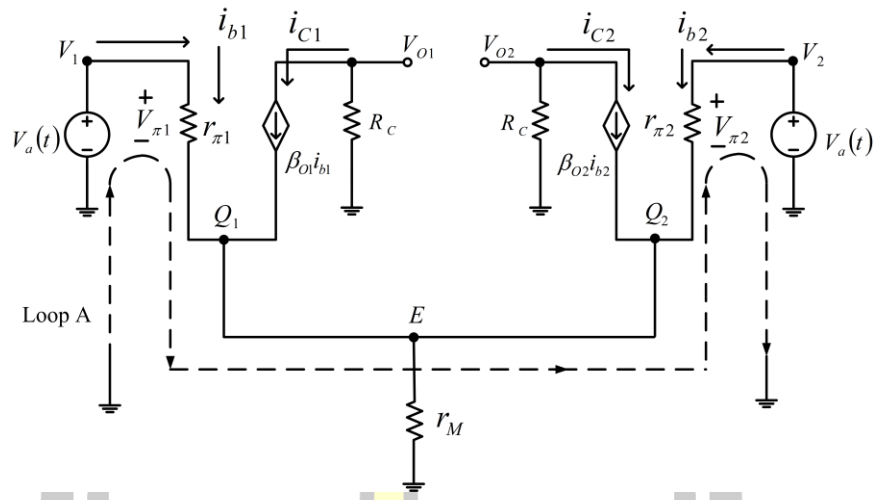
$V_{\pi 2}$ คือ แรงดันอินพุตตกคร่อมทรานซิสเตอร์ Q2 ป้อนเข้าที่ขาเบส

i_{b1} คือ กระแสอินพุตสัญญาณขนาดเล็กที่ขาเบสทรานซิสเตอร์ Q1

i_{b2} คือ กระแสอินพุตสัญญาณขนาดเล็กที่ขาเบสทรานซิสเตอร์ Q2

หากทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 ที่มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกอย่างจะทำให้อัตราขยาย

$\beta_{01} = \beta_{02} = \beta_{03}$ และความต้านทานที่เกิดขึ้นภายใน $r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = r_{\pi 3}$ สัญญาณวงจรมวลขนาดเล็กจะมีลักษณะสมมาตร และกระแสที่ไหลผ่านขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q2 จะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q1



ภาพที่ 13 แสดงวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรขยายสัญญาณความแตกต่างที่มีสัญญาณที่จุดสัญญาณเข้าเท่ากับ $\pm V_a$

$$i_{b1} = i_{b2} \quad (2.26)$$

จากสมการที่ 2.24 และ 2.25 จะได้กระแส i_{b1} และ i_{b2} คือ

$$i_{b1} = \frac{2V_a(t)}{2r_\pi} = \frac{V_a(t)}{r_\pi} \quad (2.27)$$

ซึ่ง r_π คือ ความต้านทานภายในของทรานซิสเตอร์

$$i_{b2} = -\frac{V_a(t)}{r_\pi} \quad (2.28)$$

กระแสสัญญาณความต่างจากสมการ 2.27 และ 2.28 จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ที่ขาคอลเลคเตอร์ และสามารถหาได้จาก

$$V_{O1} = -i_{c1}R_c = -\beta_o i_{b1}R_c = -\frac{\beta_o}{r_\pi} V_a(t)R_c \quad (2.29)$$

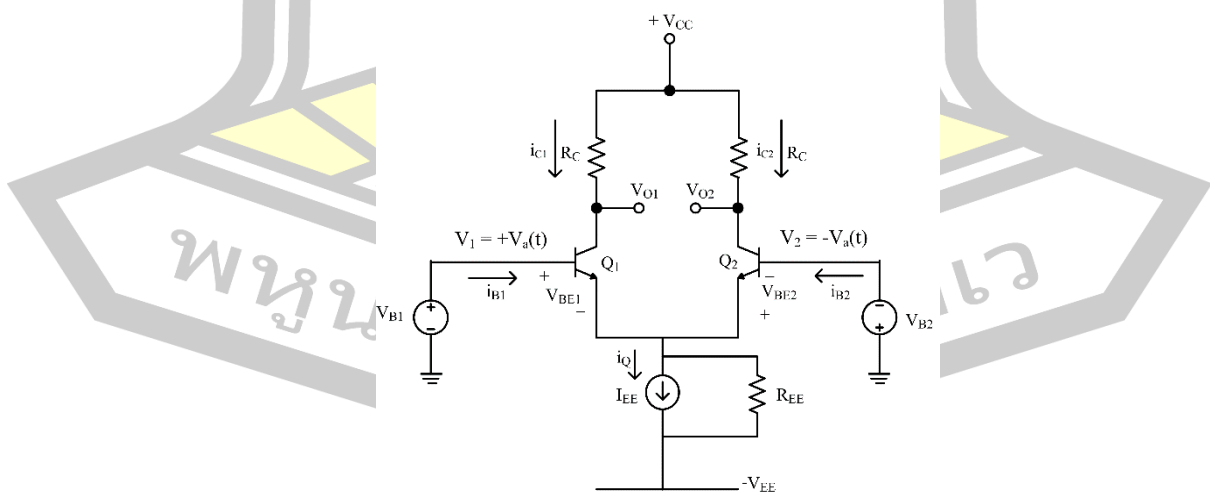
$$V_{O2} = -i_{c2}R_c = -\beta_o i_{b2}R_c = \frac{\beta_o}{r_\pi} V_a(t)R_c \quad (2.30)$$

จากภาพที่ 13 เป็นวงจรแบบมีความสมมาตรด้วยสัญญาณความแตกต่าง ดังนั้นกระแสเบสจากแหล่งจ่ายกระแสจะมีค่าเท่ากันแต่มีสัญญาณกลับกันและไม่มีกระแสไหลผ่านความต้านทาน r_M และทำให้แรงดันมีค่าเท่ากับศูนย์ นั่นคือ โหนด E จะเป็นเหมือนกราวด์เสมือน (Virtual Ground) การหาแรงดันที่จุดสัญญาณออกจะวัดแรงดันตกคร่อมระหว่างขาคอลเลคเตอร์ของ Q1 และ Q2 ซึ่งเป็นสัญญาณออกแบบสัญญาณแตกต่าง จากภาพที่ 2.13 สามารถหาอัตราขยายสัญญาณความแตกต่าง (Differential-mode Gain : $A_{dm-diff}$) ดังสมการที่ 2.31

$$\begin{aligned}
 A_{dm-diff} &= \frac{V_{O1} - V_{O2}}{V_{imd}} \\
 &= \frac{\left(-\beta_o V_a \left[\frac{R_c}{r_\pi}\right]\right) \left(\beta_o V_a \left[\frac{R_c}{r_\pi}\right]\right)}{2V_a} = -\frac{\beta_o R_c}{r_\pi} \\
 &= -g_m R_c \quad (2.31)
 \end{aligned}$$

2.4.2 คุณสมบัติทางดีซีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

ภาพที่ 14 เป็นวงจรขยายสัญญาณความแตกต่างแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติทางดีซี



ภาพที่ 14 คุณสมบัติทางดีซีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

คุณสมบัติทางตรีขงไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะแสดงถึงความสัมพันธ์ของแรงดันที่จุดสัญญาณเข้าและแรงดันที่จุดสัญญาณออก ในการวิเคราะห์จะอยู่บนสมมติฐานต่อไปนี้

- 1.) ความต้านทานจุดสัญญาณออก ของทรานซิสเตอร์มีค่านันต์ $r_o = \infty$
- 2.) ความต้านทานจุดสัญญาณออกของทรานซิสเตอร์แหล่งจ่ายกระแสมีค่าเป็นอนันต์

$$R_{EE} = \infty$$

จากภาพที่ 2.14 ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟจะได้

$$V_{B1} - V_{BE1} + V_{BE2} - V_{B2} = 0 \quad (2.32)$$

สมมติให้ $V_{BE1}, V_{BE2} \gg V_T$ และกระแสรั่วไหล (leakage current) มีค่าเท่ากันคือ $I_{S1} = I_{S2} = I_S$ และจากสมการกระแสของทรานซิสเตอร์จะได้

$$V_{RE1} = V_T \ln \frac{i_{C1}}{I_{S1}} = V_T \ln \frac{i_{C1}}{I_S} \quad (2.33)$$

และ

$$V_{RE2} = V_T \ln \frac{i_{C2}}{I_{S2}} = V_T \ln \frac{i_{C2}}{I_S} \quad (2.34)$$

แทนค่าในสมการ (2.32) จะได้

$$V_{B1} - V_T \ln \frac{i_{C1}}{I_S} + V_T \ln \frac{i_{C2}}{I_S} - V_{B2} = 0 \quad (2.35)$$

นั่นคือ

$$V_{B1} - V_{B2} = V_T \left[\ln \frac{i_{C1}}{I_S} - \ln \frac{i_{C2}}{I_S} \right] \quad (2.35)$$

หรือ

$$\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = \exp\left(\frac{V_{R1} - V_{R2}}{V_T}\right) = \exp\left(\frac{V_{id}}{V_T}\right) \quad (2.36)$$

โดยที่ $V_{id} = V_{B1} - V_{B2}$

ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟที่ขั้วอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ จะได้

$$I_Q = \frac{1}{\alpha}(i_{C1} + i_{C2}) \quad (2.38)$$

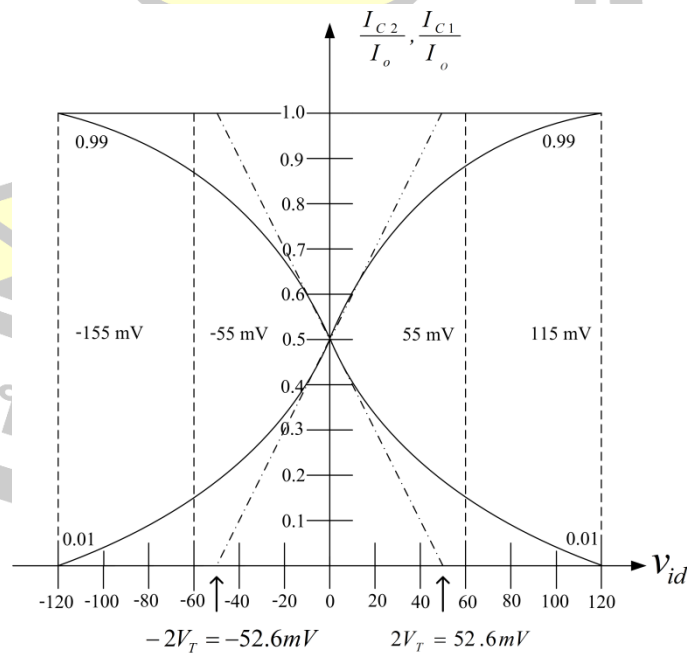
โดยที่ $\alpha = \beta_F / (1 + \beta_F) \gg 1$ จากสมการ 2.37 และ 2.38 จะได้ i_{C1} และ i_{C2} คือ

$$i_{C1} = \frac{\alpha I_Q}{1 + \exp(-V_{id}/V_T)} \approx \alpha I_Q \quad \text{ในกรณีที่ } V_{id} \gg V_T \quad (2.38)$$

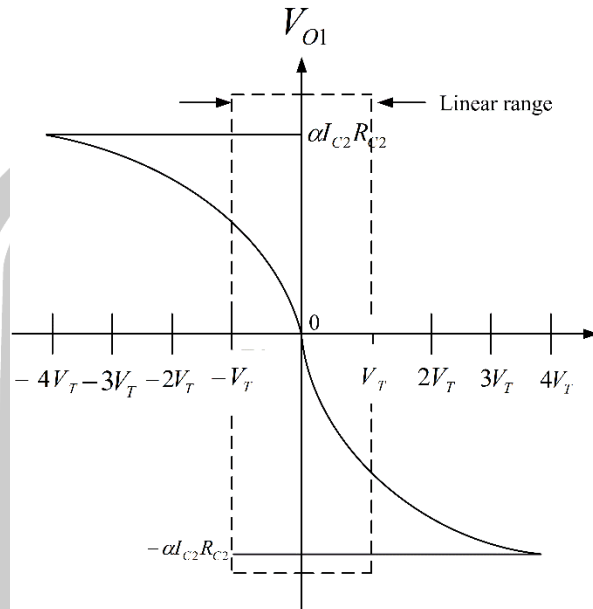
และ

$$i_{C2} = \frac{\alpha I_Q}{1 + \exp(V_{id}/V_T)} \approx 0 \quad \text{ในกรณีที่ } V_{id} \gg V_T \quad (2.39)$$

ดังนั้น ถ้ากระแส i_{C1} เพิ่มขึ้น กระแส i_{C2} จะลดลงและ $i_{C1} + i_{C2} = \alpha I_Q = \alpha I_{EE}$ จะมีค่าคงที่ภาพที่ 15 เป็นกราฟระหว่างกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวกับศักดา V_{id} จากกราฟจะเห็นว่า ในกรณีที่แรงดัน $V_{id} \gg V_T$ กระแส i_{C1} และ i_{C2} จะไม่ขึ้นอยู่กับศักดา V_{id} และกระแสทั้งหมดจะไหลผ่านทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียวเท่านั้น ในกรณีที่ $V_{id} \leq V_T$ กระแส i_{C1} และ i_{C2} จะมีความสัมพันธ์แบบเชิงเส้น การเปลี่ยนแปลงของศักดาแตกต่าง ΔV_{id} จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสจาก $i_{C1} = 0.9I_Q$ และ $i_{C2} = 0.1I_Q$ เป็น $i_{C1} = 0.1I_Q$ และ $i_{C2} = 0.9I_Q$ โดยเรียกกรณีนี้ว่า Transition voltage ซึ่งจะมีค่าประมาณ $2V_T = 52.6\text{mV}$



ภาพที่ 15 กระแสคอลเลคเตอร์กับแรงดัน V_{id}



ภาพที่ 16 ศักดาแตกต่างที่จุดสัญญาณออก

ศักดาดีซีที่จุดสัญญาณออกสามารถหาได้จาก

$$V_{O1} = V_{CC} - i_{C1} R_C \quad (2.40)$$

และ

$$V_{O2} = V_{CC} - i_{C2} R_C \quad (2.40)$$

ศักดาดีซีที่จุดสัญญาณออกแตกต่างหาได้จาก

$$V_{Od} = V_{O1} - V_{O2} = R_C (i_{C2} - i_{C1}) \quad (2.41)$$

จากสมการที่ 2.38 และ 2.39 จะได้

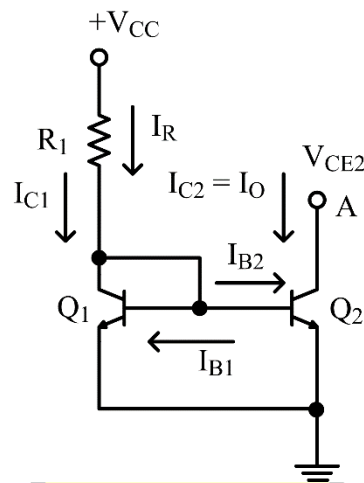
$$V_{Od} = \alpha I_{EE} R_C \tanh\left(-\frac{V_{id}}{2V_T}\right) \quad (2.42)$$

ในกรณีที่ x มีค่าน้อย ๆ จะได้ $\tanh x = x$ จากสมการ 2.42 จะได้

$$V_{od} = -\alpha I_{EE} R_C \left(-\frac{V_{id}}{2V_T} \right) \quad (2.43)$$

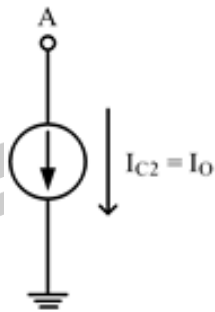
จากภาพที่ 16 แรงดัน V_{od} จะเป็นฟังก์ชันของแรงดัน V_{id} ในกรณีที่แรงดัน V_{id} เป็นศูนย์ แรงดัน V_{od} จะเป็นศูนย์เช่นเดียวกัน ดังนั้นวงจรขยายนี้จึงเป็นวงจรขยายสัญญาณความแตกต่างจริง ๆ กล่าวคือจะมีผลตอบสนองเฉพาะกรณีแรงดันที่จุดสัญญาณเข้าทั้งสองขั้วมีความแตกต่างกันเท่านั้น

2.5 วงจรสะท้อนกระแส [14]



ภาพที่ 17 วงจรสะท้อนกระแสแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว

ภาพที่ 17 เป็นวงจรสะท้อนกระแสซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 2 ตัวและความต้านทาน และภาพที่ 18 เป็นแหล่งจ่ายกระแสในทางอุดมคติ ซึ่งจากภาพที่ 17 จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์ Q_1 ต่ออยู่แบบไดโอดโดยทำการต่อขาเบสเข้ากับขาคอลเลคเตอร์ทำให้แรงดันตกคร่อมขั้วทั้งสองเป็นศูนย์ $V_{BC} = 0$ ทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อยู่ในช่วงทำงานปกติ (Active Region) สมมติให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของ Q_2 มีค่าสูงมากจนไม่ต้องคำนึงถึงเนื่องจากทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่าแรงดันที่เบส - อิมิตเตอร์เท่ากัน ($V_{BE1} - V_{BE}$) กระแสเบสและกระแสคอลเลคเตอร์มีค่าเท่ากัน ($I_{C1} = I_{C2}$) และ ($I_{B1} = I_{B2}$) จากวงจรภาพที่ 17 สามารถหาค่ากระแส I_E ได้จาก



ภาพที่ 18 แหล่งจ่ายกระแสในทางอุดมคติ

$$I_E = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1} + 2I_{B1} \quad (2.44)$$

เนื่องจาก $I_{C1} = \beta_F I_{B1}$ จะได้

$$I_g = I_{C1} + 2I_{B1} = I_{C1} + \left(\frac{2I_{C1}}{\beta_F} \right) \quad (2.45)$$

$$-I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_B}{1 + \left(\frac{2}{\beta_F} \right)} = \frac{V_{CC} - V_{EE}}{R_1} \times \frac{1}{1 + \left(\frac{2}{\beta_F} \right)} \quad (2.46)$$

ในกรณีที่อัตราการขยายกระแส $\beta \gg 2$ จากสมการที่ (2.46) จะได้

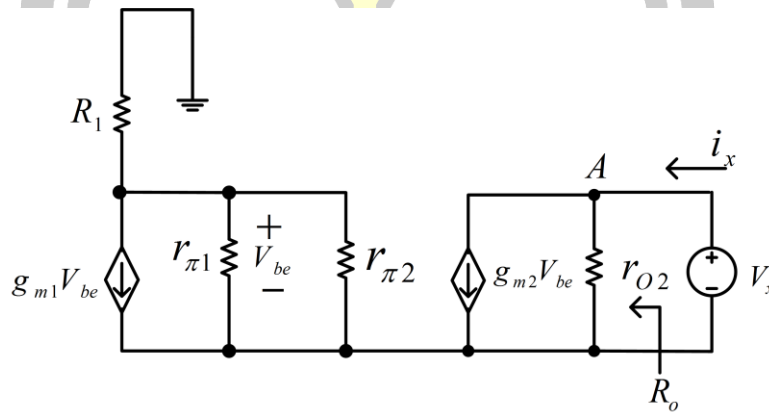
$$I_{C1} = I_{C2} \approx I_R \quad (2.47)$$

จะเห็นว่ากระแสคอลเลคเตอร์ทั้งสองตัวมีค่าเกือบเท่ากันซึ่งหมายความว่ากระแส I_{C2} เป็นกระแสสะท้อนของ I_{C1} นั้นเองในกรณีที่ทรานซิสเตอร์มีความต้านทานที่จุดสัญญาณออกเป็นอนันต์จะเกิดผลของแรงดัน V_A คือ Early Voltage จะได้

$$I_C = I_B \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right] \left[1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right] \quad (2.48)$$

ถ้าคิดผลของการเปลี่ยนแปลงกระแสคอลเลคเตอร์อันเนื่องมาจากแรงดันคอลเลคเตอร์ - อิมิตเตอร์ จะได้อัตราส่วนของกระแสคอลเลคเตอร์ คือ

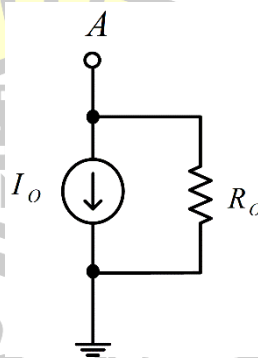
$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{1 + \left(\frac{V_{CE2}}{V_A}\right)}{1 + \left(\frac{V_{CE1}}{V_A}\right)} \quad (2.49)$$



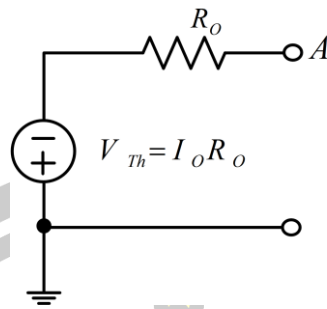
ภาพที่ 19 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ใช้หาค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณออก

จากภาพที่ 19 จะได้

$$R_o = \frac{V_x}{i_x} = r_{o2} = \frac{V_A}{I_{C2}} \quad (2.50)$$



ภาพที่ 20 แหล่งจ่ายกระแสแอมป์



ภาพที่ 21 วงจรสมมูลเทวินิน

จากภาพที่ 20 และภาพที่ 21 เป็นวงจรสมมูลนอร์ตันและเทวินินที่จุดสัญญาณออกของแหล่งจ่ายกระแสเปิดวงจรจะมีแรงดัน $-V_{Th}$ ต่กร่อมวงจรซึ่งก็คือแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ Q_1

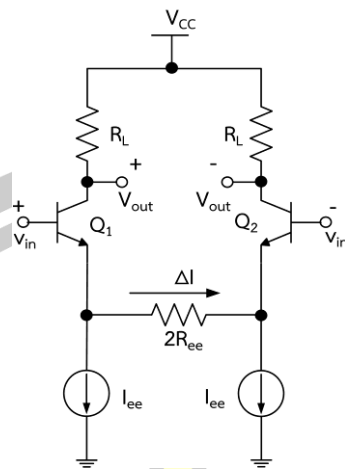
2.6 เทคนิคคาปริโอ [15]

เทคนิคคาปริโอคือ การพัฒนางจรโหมตกระแสให้มีความเป็นเชิงเส้นจากการปรับปรุงวงจรขยายความต่างไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์คู่ให้มีความเป็นเชิงเส้นสูงขึ้น และเพิ่มทรานซิสเตอร์ต่อแบบไขว้เข้ากับวงจร ตามภาพที่ 14 วงจรคาปริโอ (Caprio's circuit) เมื่อคิดวงจรจากหลักการแบบ Translinear cross-quad ด้วยการนำเอาแรงดันคร่อมเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ V_{BE} มาอนุกรมกันเป็นวงรอบ เมื่อนำผลรวมแรงดันครบ 1 รอบ = 0 ซึ่งเทคนิค

คาปริโอควอดนี้ เป็นการหักล้างแรงดันคร่อมขาเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ จึงทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจรมีความเป็นเชิงเส้นสูงตามภาพที่ 22 ซึ่งหาค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรได้ดังสมการ ดังนี้

$$\Delta I = \frac{V_{in} + \Delta V_{BE}}{2R_{ee}} \quad (2.51)$$

เมื่อ ΔV_{BE} คือ แรงดันความต่างขาเบส-อิมิตเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จากสมการที่ 2.50 แสดงให้เห็นว่าความไม่เป็นเชิงเส้นระหว่างผลต่างของกระแสเอาต์พุต ΔI และแรงดันสัญญาณขนาดเล็ก V_{in} ที่เป็นผลมาจากการหักล้างไม่สมบูรณ์เนื่องจากแรงดัน V_{BE1} ไม่เท่ากับ V_{BE2} (ΔV_{BE})



ภาพที่ 22 วงจรขยายความต่างมีความต้านทานเชื่อมต่อที่ขาอีมีตเตอร์

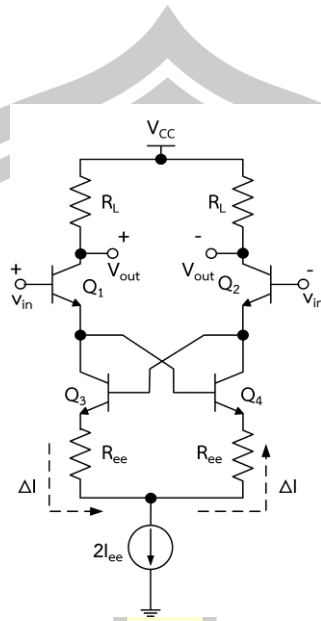
ดังนั้นในปี 1973 นักวิจัยชื่อ คาปริโอ ได้พัฒนาวงจรเพื่อการยกเลิกของแรงดันคร่อมขาเบส-อีมีตเตอร์ สำหรับวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่เที่ยงตรง โดยการเพิ่มทรานซิสเตอร์ Q3 และ Q4 ต่อแบบไขว้ เข้ากับวงจรขยายความต่างไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์คู่ที่ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 เรียกวงจรนี้ว่า คาปริโอควอด (Caprio's Quad) หรือเรียกว่า เทคนิคคาปริโอ ตามภาพที่ 2.23 จากภาพเป็นการหาค่าแรงดันนรอบของวงจรแบบ Translinear cross-quad หาได้ตามสมการ ดังนี้

$$V - V_{BE1} - V_{BE4} - \Delta I R_{ee} + V_{BE2} + V_{BE3} = 0 \quad (2.52)$$

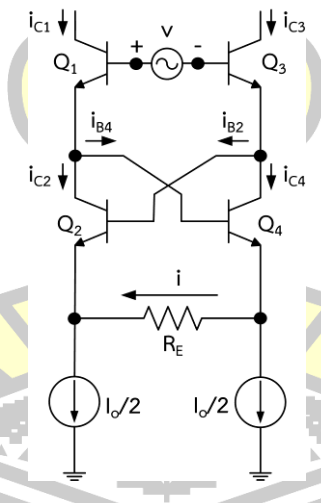
เนื่องจากการยกเลิกของแรงดันคร่อมขาเบส-อีมีตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q₁ - Q₄ ($V_{BE1} = V_{BE4}$ และ $V_{BE2} = V_{BE3}$) คาปริโอควอดจึงมีความเป็นเชิงเส้นสูง

การทำงานของเทคนิคคาปริโอ คือ จากภาพที่ 24 วงจรคาปริโอควอดถูกพัฒนาจากวงจรขยายความต่างด้วยการเพิ่มทรานซิสเตอร์สองตัว คือ ทรานซิสเตอร์ Q₂ และ Q₄ โดยขาคอลเลคเตอร์ของ Q₂ ต่อกับขาอีมีตเตอร์ Q₁ ส่วนขาเบส Q₂ ต่อกับคอลเลคเตอร์ของ Q₄ และอีกด้านขาคอลเลคเตอร์ของ Q₄ ต่อกับขาอีมีตเตอร์ Q₃ ส่วนขาเบส Q₄ ต่อกับคอลเลคเตอร์ของ Q₂ ส่วนขาอีมีตเตอร์ Q₂ และ Q₄ เชื่อมต่อเข้ากับแหล่งจ่ายกระแสอิสระ และความต้านทาน R_E ระหว่างขาอีมีตเตอร์ได้ หาค่าแรงดันจากลูปวงจรได้จาก แรงดันอินพุต v แรงดันขาเบสอีมีตเตอร์ Q₁ Q₂ Q₃ และ Q₄ แรงดันป้อนกลับที่ความต้านทาน R_E ได้สมการ

$$V - V_{BE1} - V_{BE4} - iR_E + V_{BE2} + V_{BE3} = 0 \tag{2.53}$$



ภาพที่ 23 วงจรคาปริโอควอด (Caprio's Quad)



ภาพที่ 24 วงจรเทคนิคคาปริโอ

$$V - iR_E + \frac{KT}{q} \left(\ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} + \ln \frac{I_{C3}}{I_{S3}} - \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} - \ln \frac{I_{C4}}{I_{S4}} \right) = 0 \tag{2.54}$$

ซึ่ง I_S คือ ค่ากระแสอิ่มตัว (Saturation Current) (A)

K คือ ค่าคงที่ของ Boltzmann's Constant มีค่าเท่ากับ 1.38×10^{-23} (J/K)

- T คือ ค่าอุณหภูมิรอบข้าง (K)
 q คือ ประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอนมีค่าเท่ากับ 1.602×10^{-19} (C)
 V_{BE} คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อที่ขาเบสกับขาคอนิเตอร์ (V)
 i คือ กระแสไหลผ่านความต้านทาน R_E

และ จากสมการที่ 2.53 ถ้าแรงดันคร่อมขาเบส-อีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์เท่ากัน $V_{BE1} = V_{BE4}$ และ $V_{BE2} = V_{BE3}$ และทรานซิสเตอร์มีคุณสมบัติเท่ากันทุกประการ และอัตราขยายกระแสสูงเพียงพอที่จะไม่คิดกระแสเบส ทำให้สมการที่ 2.54 เปลี่ยนเป็นสมการใหม่ ดังนี้

$$i = \frac{v}{R_E} \quad (2.55)$$

การทำงานของวงจรเป็นการเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่มีความอิสระต่ออุณหภูมิที่ผิดเพี้ยนไป หากค่าความนำถ่ายโอน (Transconductance) ในวงจรถูกชดเชยด้วยความต้านทาน R_E จึงทำให้วงจรมีความเป็นเชิงเส้นได้ดี

สมการที่ 2.54 จากความเท่ากันทุกประการของทรานซิสเตอร์ และอัตราขยายกระแสสูงของทรานซิสเตอร์ จากการเพิ่มค่าแรงดันอินพุต v และความต้านทานป้อนกลับ (Feedback Resistor) R_E คงที่ ทำให้ได้กระแสที่เพียงพอที่จะให้อัตราขยายกระแสสูงขึ้นและตรวจสอบได้จากสมการที่ 2.54 ขณะที่แรงดันคร่อมขาเบส-อีมิเตอร์ที่ถูกปรับให้ลดลง และแรงดันอินพุตสูงสุดจะถูกจำกัดจากการอิ่มตัวของ Q_2 และ Q_4 แรงดันไบอัส $V_{CB} = 0$

ถ้าพิจารณาหากทรานซิสเตอร์ไม่เหมือนกันทุกประการ เมื่อวงจรทำงาน จากสมการที่ 2.54 จึงเขียนสมการได้ คือ

$$v + \frac{KT}{q} \left(\ln \frac{I_{S1} I_{S4}}{I_{S2} I_{S3}} \right) = i R_e \quad (2.56)$$

ซึ่งนั่นแสดงว่าจะปรากฏแรงดันอินพุต แต่ค่าทรานสมิสแดนซ์และความเป็นเชิงเส้นยังไม่มีผลกระทบ ดังนั้น จึงพิจารณาผลกระทบจากข้อจำกัดอัตราขยายกระแส สมมุติให้อัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวเท่ากันและกระแสไบอัสมีค่าคงที่ พิจารณาสองประเด็น คือ

หนึ่ง การเปลี่ยนแปลงของกระแสเอาต์พุตถูกลดลงกับกระแส i ที่คงที่กับอัตราขยายกระแสหาได้จากสมการ ดังนี้

$$I_{C1} = \alpha \frac{I_o}{2} - i\alpha(2\alpha - 1) \quad (2.57)$$

สอง การเปลี่ยนแปลงกระแส i จะไม่เป็นเส้นตรงเนื่องจากแรงดันอินพุต โดยให้ $X = 2i/I_o$ กระแสคอลเลคเตอร์จะได้

$$I_{C1} = \alpha \frac{I_o}{2} - \{1 - X(2\alpha - 1)\} \quad I_{C2} = \alpha \frac{I_o}{2} - (1 - X) \quad (2.58)$$

$$I_{C3} = \alpha \frac{I_o}{2} - \{1 + X(2\alpha - 1)\} \quad I_{C4} = \alpha \frac{I_o}{2} - (1 + X)$$

ดังนั้นสมการที่ 2.54 จะกลายเป็น

$$v - iR_e + \frac{KT}{q} \left(\ln \left(\frac{1 - X}{1 + X} \right) + \ln \left\{ \frac{1 + X(2\alpha - 1)}{1 - X(2\alpha - 1)} \right\} \right) = 0 \quad (2.59)$$

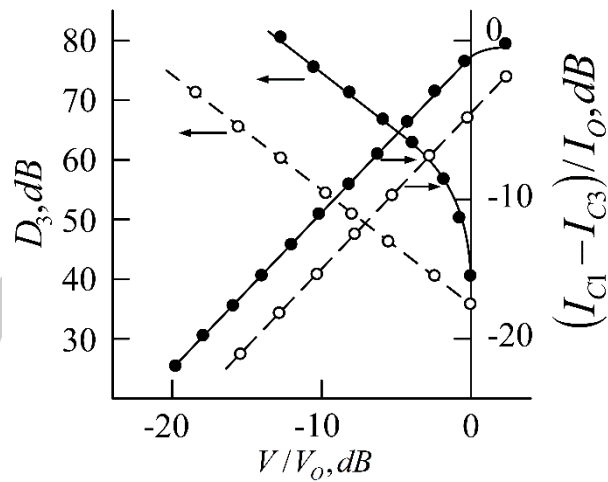
ถ้ากระแสมีขนาดน้อย ดังนั้น ค่า X จะน้อยตามด้วย และแทนค่า X ลงในสมการ ได้สมการใหม่ดังนี้

$$v \approx i \left\{ R_e + 8 \frac{KT}{qI_o} (1 - \alpha) \right\} + \frac{16 KT}{3 qI_o I_o^2} i^3 \{1 - (2\alpha - 1)^3\} \quad (2.60)$$

ทำให้เกิดผลกระทบ คือ มีการลดลงของค่าความนำถ่ายโอน (Transconductance) หากอุณหภูมิเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย และยังคงปรากฏความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกลำดับสาม (3rd-order Harmonic Distortion) ซึ่งอัตราขยายกระแสที่ไม่เท่ากันจะนำไปสู่การปรากฏของความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกลำดับสอง (2nd-order Harmonic Distortion) ด้วย

จากภาพที่ 25 เป็นกราฟเปรียบเทียบระหว่างวงจรรขยายความต่างไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์คู่ที่มีความต้านทานเชื่อมต่อที่ขาอีมิเตอร์กับวงจรถูกปรับปรุงด้วยเทคนิคคาปรีโอประกอบด้วย ค่าของอัตราขยายของกระแส $I_{C1} - I_{C3}/I_o$ และค่าลดทอนความผิดเพี้ยนลำดับที่สาม D_3 กับ อัตราการขยายของแรงดันอินพุตต่อแรงดันเอาต์พุต ($\frac{v}{V_o}$) เมื่อ $V_o = R_E(I_o/2)$ จากการทดลองวงจรถ

ให้ $R_E = 600 \Omega$ และกระแสอิสระ $I_o = 500 \mu A$



ภาพที่ 25 กราฟแสดงค่าการวัดกระแสเอาต์พุต ค่าความผิดเพี้ยนลำดับที่สาม และส่วนกลับลดทอนแรงดันอินพุต

และได้มีผู้นำเทคนิคนี้ไปใช้ คือ [10] ได้นำเทคนิคคาปริโอไปพัฒนาปรับปรุงให้ช่วงกว้างของความถี่แบบเชิงเส้นสูงขึ้นกับวงจร n-p-n bipolar transistor (g_m) โดยเทคนิคคาปริโอเป็นการสลับแรงดันขาเบส-อีมีเตอร์ (V_{BE}) ของวงจรขยายความแตกต่างคู่ (Differential Pair) ทำให้มีความเป็นเชิงเส้นระหว่างแรงดันและกระแส

2.6.1 เทคนิคคาปริโอกับการลดค่าลำดับคู่ (Even-order)

ด้วยอนุกรมโวลเทร่า (Volterra Series) การวิเคราะห์หาค่าการลดค่าลำดับคู่ ซึ่งสมการอนุกรมโวลเทร่าเป็นดังสมการ

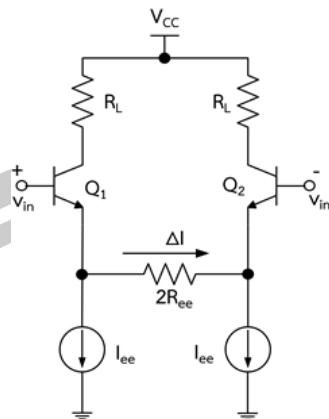
$$V_{out} = H_1(s_1)V_{in}(s_1) + H_2(s_1, s_2)V_{in}^2(s_1 + s_2) + H_3(s_1, s_2, s_3)V_{in}^3(s_1 + s_2 + s_3) + \dots \quad (2.61)$$

1) อนุกรมโวลต์เทอร์ร่ากับวงจรขยายความต่าง คือ วงจรขยายความต่างทรานซิสเตอร์คู่ (Differential Pair) ที่มีความต้านทานอีมีเตอร์ประกอบในวงจรตามภาพประกอบ 2.17 ซึ่งจะได้กระแสเอาต์พุต ΔI ดังสมการ

$$\Delta I = \frac{V_{in} + \Delta V_{BE}}{2R_{ee}} \quad (2.62)$$

เมื่อ ΔV_{BE} คือ แรงดันความต่างคร่อมขาเบส-อีมีเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2

R_{ee} คือ ความต้านทานอีมีเตอร์



ภาพที่ 26 วงจรขยายความต่างทรานซิสเตอร์คู่กับความต้านทานอิมิตเตอร์

2.7 ฮาร์โมนิก [15]

2.7.1 นิยามของฮาร์โมนิก (Harmonic)

ฮาร์โมนิก (Harmonic) คือ สัญญาณคลื่นไซน์ของกระแสหรือแรงดัน (Sinusoidal Wave Form) ที่ความถี่เป็นจำนวนเต็มเท่าของความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) ในระบบไฟฟ้า (50 เฮิรตซ์) เช่น ฮาร์โมนิกองค์ประกอบที่ 3 จะมีความถี่เป็น 150 เฮิรตซ์และองค์ประกอบที่ 5 จะมีความถี่เป็น 250 เฮิรตซ์ เป็นต้น ผลของฮาร์โมนิกถูกรวมเข้ากับความถี่มูลฐานทั้งทางขนาด (Amplitude) และมุมเฟส (Phase Angle) แล้วทำให้ได้สัญญาณใหม่เกิดขึ้นมีขนาดเปลี่ยนแปลงไป และผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ โดยทั่วไปแล้วการวิเคราะห์ฮาร์โมนิกนั้นที่เกี่ยวกับโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดยใช้อนุกรมฟูริเยร์ (Fourier Series) ที่ประกอบด้วยองค์ประกอบและขนาดของฮาร์โมนิกดังสมการที่ 2.63

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right) \quad (2.63)$$

โดยที่ a_0 คือ ค่าเฉลี่ยของ $x(t)$

a_n คือ สัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูริเยร์

b_n คือ สัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูริเยร์

n คือ เลขจำนวนเต็มบวกใด ๆ

T คือ คาบเวลาของสัญญาณ $x(t)$

ซึ่งจะได้ค่าของขนาดและมุมเฟสดังสมการที่ 2.64 และ 2.65 ตามลำดับ

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.64)$$

$$\phi_n = \tan^{-1}\left(\frac{b_n}{a_n}\right) \quad (2.65)$$

โดยที่ A_n คือ ขนาดของสัญญาณ

ϕ_n คือ มุมเฟสของสัญญาณ

พิจารณาฮาร์โมนิกที่เกิดจากโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น กับสัญญาณอินพุต $V_{in}(t)$ และ สัญญาณเอาต์พุต $V_o(t)$ จากสมการอนุกรมของเทย์เลอร์ (Taylor series) ของสัญญาณอินพุต ดังนี้

$$V_o(t) = a_1 V_{in}(t) + a_2 V_{in}^2(t) + a_3 V_{in}^3(t) + a_4 V_{in}^4(t) + \dots \quad (2.66)$$

เมื่อ a_1 คือ สัมประสิทธิ์ของเทอมเชิงเส้น

a_2 คือ สัมประสิทธิ์ของความผิดเพี้ยนลำดับที่สอง

a_3 คือ สัมประสิทธิ์ของความผิดเพี้ยนลำดับที่สาม

a_4 คือ สัมประสิทธิ์ของความผิดเพี้ยนลำดับที่สี่

ในวงจรความต่างแบบสมมูล (Fully Differential Circuit) ทุกค่าของฮาร์โมนิกคู่ (เช่น a_2 a_4) มีค่าน้อย ดังนั้นจะได้สมการใหม่ดังนี้

$$V_o(t) = a_1 V_{in}(t) + a_3 V_{in}^3(t) \quad (2.67)$$

ถ้า $V_{in}(t)$ เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ดังนี้

$$V_{in}(t) = A \cos(\omega t) \quad (2.67)$$

แทนค่าสมการที่ 2.67 ลงในสมการที่ 2.66 จะได้

$$V_o(t) = a_1 A \cos(\omega t) + \frac{a_3}{4} A^3 [3 \cos(\omega t) + \cos(3\omega t)] \quad (2.68)$$

เมื่อพิจารณาในส่วนความถี่มูลฐานและฮาร์โมนิกลำดับที่สาม กำหนดให้ H_{D1} และ H_{D3} เป็นขนาดของความถี่มูลฐานและฮาร์โมนิกลำดับที่สามตามลำดับจะได้

$$V_o(t) = H_{D1} \cos(\omega t) + H_{D3} \cos(3\omega t) \quad (2.69)$$

ที่ซึ่ง ถ้า $(3/4)a_3A^3 \ll a_1A$ จะได้ค่าส่วนประกอบเชิงเส้นของสัญญาณเอาต์พุตดังนี้

$$H_{D1} = a_1A \quad (2.70)$$

และได้ค่าส่วนประกอบฮาร์โมนิกลำดับที่สาม ดังนี้

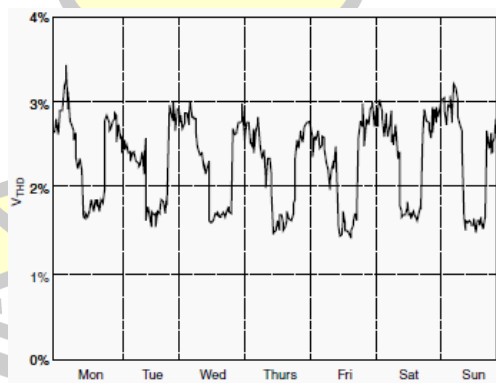
$$H_{D3} = \frac{a_3}{4} A^3 \quad (2.71)$$

และสามารถหาค่าอัตราส่วนความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกลำดับที่สาม (Third-order Harmonic Distortion Ratio) ดังนี้

$$HD_3 = \frac{H_{D3}}{H_{D1}} = \left(\frac{a_3}{a_1} \right) \left(\frac{A^2}{4} \right) \quad (2.72)$$

2.7.2 ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิก (Harmonic Distortion)

ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิก (Harmonic Distortion) คือ การเปลี่ยนแปลงของรูปคลื่นสัญญาณทางไฟฟ้าไปจากรูปคลื่นไซน์ โดยเกิดจากการรวมกันของค่าความถี่มูลฐานและความถี่ของฮาร์โมนิก องค์ประกอบต่าง ๆ ซึ่งจะได้สัญญาณใหม่ออกมาที่มีรูปร่างผิดเพี้ยนไปจากเดิม ตามภาพที่ 27



ภาพที่ 27 สัญญาณที่มีความผิดเพี้ยนเนื่องจากฮาร์โมนิก [15]

2.7.3 ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Distortion ; THD)

ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Distortion ; THD) คือ ค่าอัตราส่วนระหว่างค่ารากที่สองของผลรวมกำลังสองของค่าส่วนประกอบฮาร์โมนิกตั้งแต่ลำดับที่สอง

ขึ้นไป (Harmonic Component) กับค่าส่วนประกอบความถี่หลักมูล มีหน่วยเป็น dB แปลงเป็นร้อยละ ดังสมการที่ 2.75

$$THD = 10 \log \left(\frac{H_{D2}^2 + H_{D3}^2 + H_{D4}^2 + \dots}{H_{D1}^2} \right) \quad (2.73)$$

บางครั้ง THD อาจจะเทียบเป็นร้อยละ ได้ดังนี้

$$THD = \frac{\sqrt{H_{D2}^2 + H_{D3}^2 + H_{D4}^2 + \dots}}{H_{D1}} \times 100\% \quad (2.74)$$

ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Current Distortion ; THD) ดังสมการที่ 2.75

$$THD_I \% = \frac{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_{h(rms)}^2}}{I_{1(rms)}} \times 100 \quad (2.75)$$

โดยที่ $I_{h(rms)}$ คือ ค่า rms ของกระแสฮาร์โมนิกที่ h

$I_{1(rms)}$ คือ ค่า rms ของกระแสที่ความถี่หลักมูล

ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมของการเชื่อมสภาพวงจร เหมือนขนาดของสัญญาณที่ใช้จะมีค่ามากขึ้น การอ่านค่า คือ มีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมได้ค่าน้อยยิ่งแสดงว่าสัญญาณเอาต์พุตมีฮาร์โมนิกออกมาน้อย หรือค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมมีค่าน้อยยิ่งผลดีต่อวงจร เช่น ในวงจรความถี่แบบสมดุลง่ายซึ่งความผิดเพี้ยนมีผลคือ H_{D3} นั่นคือค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมมีค่าประมาณเท่ากับค่าอัตราส่วนความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกลำดับที่สาม (H_{D3}) ได้จากสมการที่ 2.75 หมายถึงขนาดอินพุตมีผลโดยตรงกับวงจรคือมีขนาดยกกำลังสอง (A^2)

พูนุ ปณู ทิโต ชีเว

2.8 ความไว [17]

ความไว (Sensitivity) ของพารามิเตอร์ภายในวงจรเป็นส่วนสำคัญที่ผู้ออกแบบจะนำมาประกอบสำหรับการออกแบบหรือสร้างวงจรให้ดีที่สุด สัญลักษณ์ที่ใช้คือ S เป็นตัวบ่งบอกถึงความไวของพารามิเตอร์ เช่น ความไวของพารามิเตอร์ y ที่มีการเปลี่ยนแปลงของส่วนประกอบ หรือตัวแปรอิสระ x โดยสามารถเขียนเป็นสัญลักษณ์ได้ดังนี้

$$S_y \leftarrow \text{คุณสมบัติของอุปกรณ์จริง} \quad (2.76)$$

$$x \leftarrow \text{ค่าของอุปกรณ์ที่ใช้}$$

คุณสมบัติของความไวเมื่อมีฟังก์ชันเป้าหมายเป็น $y(x)$ โดยที่ x เป็นตัวแปรอิสระทั้งหมดที่ทำให้ตัวแปรตาม $y(x)$ เกิดการเปลี่ยนแปลง ด้วยอนุกรมเทเลอร์ (Taylor series) ตามสมการต่อไปนี้

$$y(x) = y(x_0) + \left. \frac{\partial y}{\partial x} \right|_{x=x_0} dx + \frac{1}{2} \left. \frac{\partial^2 y}{\partial^2 x} \right|_{x=x_0} (dx)^2 + \dots \quad (2.77)$$

สำหรับ x ที่มีการเปลี่ยนแปลงน้อย ๆ จึงตัดพจน์ที่มีลำดับการอนุพันธ์สูง ออกไปเหลือเพียงอนุพันธ์อันดับที่หนึ่ง เขียนสมการใหม่ได้

$$\Delta y(x) = y(x) - y(x_0) = \left. \frac{\partial y}{\partial x} \right|_{x=x_0} dx \quad (2.78)$$

เมื่อกำหนดให้ $\Delta y(x)$ เป็นค่าของ y ที่เปลี่ยนไปเมื่อค่าของ x เปลี่ยนแปลงไป จึงได้สมการที่ 2.87 ใหม่

$$\frac{\Delta y(x_0)}{y(x_0)} = \left[\frac{\partial y}{\partial x} \frac{x}{y(x)} \right]_{x=x_0} \frac{dx}{x_0} \quad (2.79)$$

ความเกี่ยวข้องระหว่าง $\Delta y(x_0)/y(x_0)$ กับ dx/x คือความไวของฟังก์ชันเป้าหมาย กำหนดได้ตามสมการ

$$S_x^y = \frac{\partial y}{\partial x} \frac{x}{y} = \frac{\partial y / \partial x}{\partial x / \partial x} = \frac{\partial(\ln y)}{\partial(\ln x)} \quad (2.80)$$

การนำไปใช้งานเมื่อต้องการทราบว่า y เกิดการเปลี่ยนไปเท่าไรที่เกิดจากตัวแปรอิสระ x มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มหรือลดลง เขียนอยู่ในรูปแบบ

$$\frac{\Delta y}{y} = S_x^y \frac{\Delta x}{x} \quad (2.81)$$

การที่จะสามารถบอกได้ว่าวงจรกรองสัญญาณมีการทำงานดีก็คืออุปกรณ์ (Components) ที่ใช้ในวงจรนั้น ๆ โดยปกติจะมีความผิดพลาดที่เกิดจากองค์ประกอบต่าง ๆ เช่น อุณหภูมิ ความชื้น หรือแม้แต่การทำงานของอุปกรณ์เอง แต่ถ้าต้องการให้วงจรกรองสัญญาณมีการทำงานได้ถูกต้องจะต้องไม่มีผลกระทบจากองค์ประกอบต่าง ๆ เนื่องจากทางปฏิบัตินั้น มักมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ ดังนั้น จึงต้องรับรู้ถึงค่าของความเปลี่ยนแปลงที่มีผลต่อวงจร ซึ่งเรียกวิธีนี้ว่าการวิเคราะห์ค่าความไวของวงจร เป็นสิ่งที่ใช้ตรวจสอบคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณหรือความไวเป็นการวัดปริมาณการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณอันเนื่องจากผลของการเปลี่ยนแปลงในค่าของอุปกรณ์ และพบว่าอุปกรณ์ R และ C มีค่าความผิดพลาดและอัตราการขยายของทรานซิสเตอร์มีค่าจำกัด จะส่งผลให้วงจรกรองสัญญาณมีคุณสมบัติ ω_0 ต่างจากที่คำนวณไว้

2.9 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงงานวิจัยที่ได้มีผู้วิจัยและนำเสนอพอสังเขปรายละเอียดดังนี้

2.9.1 งานวิจัยในประเทศ

[18] ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านใช้แหล่งจ่ายแรงดันและกำลังงานต่ำที่จูนได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์สำหรับประยุกต์ใช้งานใน Silicon Cochlea ซึ่งวงจรที่นำเสนอใช้เทคโนโลยีของ CMOS โดยใช้วิธีการกำหนดให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านที่ต่ำกว่าแรงดันทรานซิสโวล (subthreshold region) และใช้หลักการกรองแบบล็อกโดเมนซึ่งการวิจัยพบว่าวงจรที่ได้ออกแบบและพัฒนาขึ้นนี้ทำงานที่แหล่งจ่ายแรงดันจำกัดได้ดี ใช้กำลังงานต่ำ จูนค่าความถี่ตัด (cut-off frequency) และค่าตัวประกอบคุณภาพได้

[19] ได้นำเสนอหลักการในการออกแบบวงจรดีเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้ออปแอมป์และโอทีเอ วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟเพียงเท่านั้นไม่มีอุปกรณ์แบบ

พาสซีฟภายนอก ทำให้มีความเหมาะสมสำหรับสร้างเป็นวงจรรวมทั้งในเทคโนโลยี Bipolar และ มอสทรานซิสเตอร์ เนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์ได้อธิบายถึงทฤษฎีและหลักการออกแบบวงจรทำงานใน โหมดกระแสเป็นหลัก การทำงานของวงจรที่นำเสนอสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการ ควบคุมกระแสไบอัสของโอทีเอ รวมทั้งได้นำเสนอ การสังเคราะห์ ฟังก์ชันและอิมพีแดนซ์ฟังก์ชันแบบ ต่าง ๆ โดยใช้วงจรที่นำเสนอ

[20] ได้นำเสนอการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์หลายเฟส โดยใช้หลักการ ของวงจรกรองสัญญาณ Log-Domain อนุพันธ์อันดับหนึ่ง เพื่อสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ชนิดกลับเฟส และไม่กลับเฟส โดยวงจรกรองแต่ละตัวประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ห้าตัว และตัวเก็บ ประจุแบบต่อลงกราวด์หนึ่งตัว วงจรที่นำเสนอสามารถทำงานได้ในย่านความถี่สูง เงื่อนไขการกำเนิด สัญญาณ และความถี่ของการกำเนิดสัญญาณสามารถปรับค่าได้โดยใช้กระแสไบอัสอย่างเป็นอิสระต่อกัน มีความเหมาะสมในการทำงานบนความถี่สูง

[21] ได้ทำการศึกษาและออกแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำแบบบล็อกโดเมนเพื่อ ใช้ในหัวอ่านฮาร์ดดิสก์โดยงานวิจัยนี้ใช้วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำแบบเบสเลสอันดับที่ 7 ด้วยการ ต่อเรียงกันระหว่างวงจรกรองอันดับที่ 1 และวงจรกรองแบบไบควอด 3 วงจรที่มีความถี่ตัดอยู่ที่ 70 MHz และสามารถปรับจุดตัดความถี่ได้ตั้งแต่ 10 MHz ถึง 70 MHz

[22] ได้นำเสนอเทคนิคการออกแบบวงจรอินทิเกรเตอร์โหมดกระแสแบบใช้อุปกรณ์ แอคทีฟเป็นหลัก โดยไม่มีการนำเอาอุปกรณ์พาสซีฟมาใช้จากภายนอก วงจรอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอ ขึ้นประกอบด้วยบล็อกวงจรแอคทีฟพื้นฐานเพียงสองชนิดเท่านั้น คือ วงจรความนำไอออนถ่ายกับออป แอมป์ และยังได้นำเสนอวิธีการนำไปใช้งานกับวงจร สำหรับสังเคราะห์หอนาล็อกฟังก์ชันโหมดกระแส ต่าง ๆ เช่น วงจรกรองสัญญาณแลตเตอร์แบบ Leapfrog วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกที่ปรับค่า ได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอิมพีแดนซ์ จากที่กล่าวมาความเหมาะสมอย่างมากกับ รูปแบบการนำไปออกแบบวงจรรวม ในที่นี้ได้ทดสอบและยืนยันสมรรถนะของวงจรที่ได้ออกแบบตาม เทคนิคที่นำเสนอ ด้วยผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรจากโปรแกรม PSpice

[23] ได้นำเสนอวงจรอินทิเกรเตอร์ที่สามารถปรับค่าด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดย ใช้เฉพาะอุปกรณ์แอคทีฟเป็นอุปกรณ์หลัก การนำเสนอประกอบด้วยออปแอมป์ และโอทีเอ เป็น อุปกรณ์แอคทีฟหลักเท่านั้นปราศจากการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจากภายนอก โดยควบคุมอัตราการ ส่งผ่านกระแสของวงจรได้ด้วยการแปรค่ากระแสไบอัสของโอทีเอ เนื่องจากวงจรอินทิเกรเตอร์นั้นเป็น

องค์ประกอบที่สำคัญในระบบประมวลผลสัญญาณอนาล็อก เป็นการแสดงแนวทางการนำเอาวงจรอินทิเกรเตอร์ที่นำเสนอไปใช้งานในการออกแบบและสังเคราะห์ วงจรอนาล็อกฟังก์ชันรูปแบบอื่น ๆ อีกด้วย

[24] ได้นำเสนอการสังเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์รูปคลื่นซายน์แบบควอดราเจอร์และแบบหลายเฟสโดยใช้วงจร CDBA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก วงจรที่นำเสนอแบบแรกเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ซึ่งประกอบด้วยวงจร CDBA จำนวน 2 ตัว ตัวต้านทานจำนวน 3 ตัว และตัวเก็บประจุ 3 ตัว โดยสามารถสร้างแรงดันเอาต์พุตรูปคลื่นซายน์จำนวน 2 เอาต์พุต ที่มีมุมเฟสต่างกัน 90 องศา เงื่อนไขในการออสซิลเลตของวงจร (ω_0) สามารถควบคุมและแปรค่าได้อย่างอิสระปราศจากผลกระทบต่อกัน

[25] ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์โดยใช้วิธีของวงจรอินทิเกรเตอร์ และดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์แบบวนกลับ ให้ได้อัตราการขยายเท่ากับ 1 กับวงจรทรานส์อิมพีแดนซ์อินทิเกรเตอร์และ วงจรทรานส์คอนดัคแตนซ์ดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์แบบที่มีการสูญเสียออกแบบโดยใช้โอทีเอ 2 ตัว ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ 2 ตัว ต่อรวมกันทำงานในรูปแบบของกระแสหรือแรงดันก็ได้ โดยฟังก์ชันแบบวนเปิดผ่านตัวกรองความถี่ทำให้มีการวนกลับ กำหนดเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณด้วยอัตราการขยายของทั้งระบบเป็น 2 เท่าของสัญญาณที่กำเนิดเป็นลักษณะ 2 เอาต์พุต มีเฟสต่างกัน 90 องศา สามารถปรับค่าความถี่ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยไม่ถูกกระทบจากเงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณ ความผิดเพี้ยนรวมทางฮาร์โมนิกมีค่าต่ำกว่า -40 dB อัตราการใช้กำลังงานมีความถี่สูงสุด 4.5 MHz เท่ากับ 4.97 mW จากที่ได้กล่าวมาของวงจรสามารถยืนยันการทำงานได้ด้วยโปรแกรม PSpice

[26] ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและแถบความถี่ผ่านอันดับสูงโดยใช้ซีมอสไบควอดตฟังก์ชัน ซึ่งใช้วงจรกรองแบบพลาซีฟเป็นวงจรต้นแบบและใช้วิธีการสังเคราะห์วงจรกรองแบบเมชและโหนดเพื่อให้ได้ไบควอดตฟังก์ชัน จากนั้นจึงใช้งานฟังก์ชันดังกล่าวเพื่อสร้างวงจรกรองความถี่ไบควอดตโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ และนำวงจรดังกล่าวมาทำการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและแถบความถี่ผ่านอันดับสูงแบบแอคทีฟ รวมทั้งนำเสนอผลการจำลองการทำงานของวงจรเพื่อยืนยันประสิทธิภาพและฟังก์ชันการใช้งาน ซึ่งจากผลลัพธ์แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองที่นำเสนอสามารถทำงานในย่านความถี่สูงและสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ รวมทั้งใช้พลังงานต่ำ กล่าวคือ ใช้ไฟเลี้ยงเพียง 1V ตลอดทั้งวงจร ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่

นำเสนอโน้มน้อยอยู่ในช่วง 300kHz ถึง 30MHz และวงจรรองแถบความถี่ผ่านมีความถี่กลางอยู่ในช่วง 200kHz ถึง 20MHz ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสตั้งแต่ 1 μ A ถึง 100 μ A นอกจากนี้ การจำลองการทำงานแบบมัลติโทนยังแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของวงจร ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้มีความสอดคล้องกับความต้องการในการออกแบบ

2.9.2 งานวิจัยต่างประเทศ

[27] ได้นำเสนอการออกแบบวงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบ $G_m - C$ วงจรถูกสร้างขึ้นโดยใช้เทคโนโลยีของ CMOS ขนาด 0.18 ไมโครเมตร ที่ใช้ไฟเลี้ยง 1.8 โวลต์ และกระแสไบอัสที่ 4 ไมโครแอมป์ ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าความถี่คัตออฟของตัวกรองสัญญาณความถี่ต่ำมีค่าเท่ากับ 10 กิโลเฮิรตซ์ และค่าเบี่ยงเบนสูงสุดที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิคือ 0.0016 เดซิเบลต่อองศาเซลเซียส การใช้พลังงานทั้งหมดในการทำงานคือ 225 μ W โดยมีโหลดตัวเก็บประจุอยู่ที่ 60 pF

[28] ได้อธิบายถึงเทคโนโลยีด้านสารกึ่งตัวนำที่มีการพัฒนาจนสามารถสร้างทรานซิสเตอร์จำนวนมากขึ้นบนซับสเตรตเดียวกัน แต่ปัญหาของการสร้างตัวทรานซิสเตอร์มีจำนวนมากของอุปกรณ์อยู่ในวงจรรวมคือตัวทรานซิสเตอร์มีขนาดเล็กมาก ทำให้แรงดันเบรกดาวน์ (Breakdown Voltage) ของทรานซิสเตอร์ต่ำลงด้วย หากมีแรงดันตกคร่อมตัวทรานซิสเตอร์มีค่าสูงมากกว่าแรงดันเบรกดาวน์จะทำให้ทรานซิสเตอร์มีผลต่อตัวอุปกรณ์ได้ จึงต้องออกแบบวงจรถ่ายทอดสัญญาณที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยงต่ำ วงจรรองที่สร้างมาจากวงจรรองอินทิเกรเตอร์แบบ $G_m - C$ เป็นวงจรมีใช้งานอย่างกว้างขวาง เนื่องจากมีข้อดี คือทำงานที่ย่านความถี่สูงได้ดี วงจรรองสามารถปรับค่าความถี่คัตออฟด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และมีโครงสร้างที่ง่าย แต่มีข้อเสียคือ วงจรรองอินทิเกรเตอร์แบบ $G_m - C$ มักถูกพัฒนาให้ทำงานในโหมดแรงดันซึ่งจะพบปัญหาเกี่ยวกับค่าพิสัยพลวัต (Dynamic Range) เมื่อลดระดับแรงดันไฟเลี้ยงให้ต่ำลงทำให้ค่าพิสัยแรงดันอินพุต (Input Range) ของวงจรถ่ายทอดต่ำลงด้วย ซึ่งทำให้วงจรรองอินทิเกรเตอร์ แบบ $G_m - C$ ในโหมดแรงดันมีค่าพิสัยพลวัตต่ำลง

[29] ได้นำเสนอวงจรถ่ายทอดสัญญาณแบบเชิงเส้นสูงด้วยการปรับแต่งเทคนิคคาปริโอ ด้วยการเพิ่มเทคนิคคาปริโอเข้าไปในวงจรถ่ายทอด ซึ่งเทคนิคคาปริโอเป็นการสลับแรงดันขาเบส-อีมีเตอร์ (V_{BE}) ของวงจรถ่ายทอดความต่างคู่ (Differential Pair) ทำการปรับความเป็นเชิงเส้นระหว่างแรงดันและกระแสด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ จากการเพิ่มเทคนิคคาปริโอเข้าไปในวงจรถ่ายทอดทำให้มีลักษณะความเป็นเชิงเส้นสูง

[30] ได้นำเสนอการพัฒนาวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 10.7 MHz แบบสมดุลงาน ค่าคุณภาพสูง พิสัยกว้างพลวัต ปรับความถี่ด้วยกระแส วงจรประกอบด้วยวงจรสมดุลงานจำนวนสามวงจร คือ วงจรรวมสัญญาณ (Adder) วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีคุณลักษณะค่าคุณภาพต่ำ (Low Quality Factor) และวงจรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier) ค่าคุณภาพที่สูง (High-Q Factor) เป็นการปรับค่ากระแสไบอัสให้กับวงจร ในการนำเสนอนี้มีค่าคุณภาพสูงเท่ากับ 223 ได้ค่าสัญญาณรบกวนเอาต์พุตรวมต่ำเท่ากับ 1.2826 mV_{rms} ได้ค่า Third-order Intermodulation-free dynamic Range (IMFDR3) เท่ากับ 87 dB และค่าพิสัยกว้างพลวัตเท่ากับ 107 dB ที่ 1% IM3 ซึ่งค่าความถี่ศูนย์กลาง (Centre Frequency) สามารถปรับได้ด้วยกระแสถึง 3 ระดับ



บทที่ 3

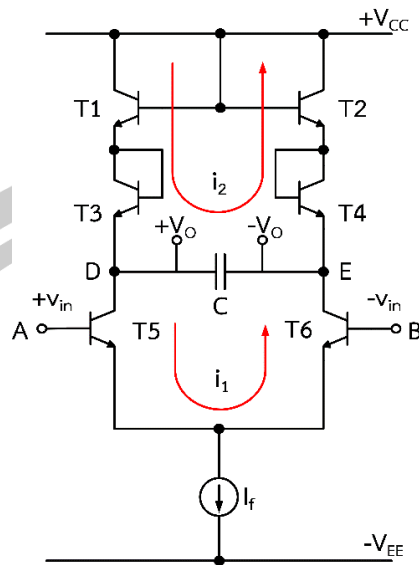
วิธีดำเนินการวิจัย

การวิจัยและพัฒนาวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลง่าย ปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ จากที่ได้ศึกษาทฤษฎีและเอกสารที่เกี่ยวข้องในบทที่ 2 แล้ว ดังนั้นในบทนี้อธิบายการออกแบบและพัฒนาวงจร โดยประกอบด้วยหัวข้อดังต่อไปนี้

- 3.1 การวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบสมดุลง่ายปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ
- 3.2 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสมดุลง่ายปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ
- 3.3 วิเคราะห์ค่าความไว

3.1 การวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบสมดุลง่ายปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ

วงจกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลง่ายปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอที่แสดงในภาพที่ 29 ได้จากการออกแบบและพัฒนาปรับปรุงมาจากวงจกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลง่ายปรับความถี่ด้วยกระแสดั้งเดิมที่มีอยู่แล้ว [17] ดังภาพที่ 28 โดยวงจรมีความสมมาตรสามารถปรับความถี่ได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบแอส (I_p) จากภาพที่ 28 จะเห็นว่าวงจกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลง่ายปรับความถี่ด้วยกระแสประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ที่มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการชนิด NPN 6 ตัว ($T1 - T6$) แหล่งจ่ายกระแส (Current Source) I_f จำนวน 1 ตัว และตัวเก็บประจุค่า C จำนวน 1 ตัว จากภาพประกอบ 28 จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์ $T5$ และ $T6$ เป็นวงจรขยายความต่างทรานซิสเตอร์คู่ (Differential Pair) โดยที่ทรานซิสเตอร์ $T1, T2, T3$ และ $T4$ ทำหน้าที่เป็นโหนดร่วมกับตัวเก็บประจุ C ในที่นี้แรงดันไฟฟ้าที่จุดสัญญาณความถี่ต่างขนาดเล็ก $+V_{in}$ และ $-V_{in}$ จะถูกป้อนเข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ $T5$ และ $T6$ ระหว่างโหนด A กับ โหนด B ตามลำดับ และแรงดันไฟฟ้าความถี่ต่างขนาดเล็กออก V_o ตกคร่อมที่ขาเอมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ $T3$ และ $T4$ ที่โหนด D กับ โหนด E ตามลำดับ



ภาพที่ 28 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบสมมูลปรับความถี่ด้วยกระแส

จากการพิจารณาภาพที่ 28 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบสมมูลปรับความถี่ด้วยกระแส จะได้ว่าความต้านทานของไดโอดหรือรอยต่อ pn ขณะถูกไบแอสแบบเดินหน้าจะมีค่าเท่ากับ

$$r_e = \frac{V_T}{I_f} \quad (3.1)$$

โดยที่ V_T คือ แรงดันความร้อนเท่ากับ $\frac{kT}{q}$ และ k คือ ค่าคงตัวของบอล์ซ์แมนน์ T คือ อุณหภูมิสัมบูรณ์ของรอยต่อและ q คือ ค่าประจุต่ออิเล็กตรอนทั้งนี้ V_T จะมีค่าประมาณ 26 mV ณ อุณหภูมิ 25 °C และ I_f คือกระแสไบแอสของไดโอด [17] ดังนั้นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูลปรับความถี่ด้วยกระแสในภาพประกอบ 28 เราจะทำการวิเคราะห์วงจรโดยที่เราจะทำการสมมติว่า ทรานซิสเตอร์ T1 ถึง T6 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ และมีค่า β เป็นอนันต์ ดังนั้นเราจะเขียนสมการของ i_1 ได้เป็น

$$i_1 = \frac{V_{in}}{2r_e} \quad (3.2)$$

และ i_2 ณ ขั้วอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ T3 และ T4 จะได้เท่ากับ

$$i_2 = \frac{i_1}{(1 + sC4r_e)} \quad (3.3)$$

ดังนั้นเราจะได้แรงดัน v_o แบบดิฟเฟอเรนเชียลเท่ากับ

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{2}{(1 + sC4r_e)} \quad (3.4)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า สมการที่ (3.4) มีคุณสมบัติเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งปรับความถี่ด้วยกระแส ดังนั้นในกรณีที่ $\tau = 4r_e C$ เราจะได้

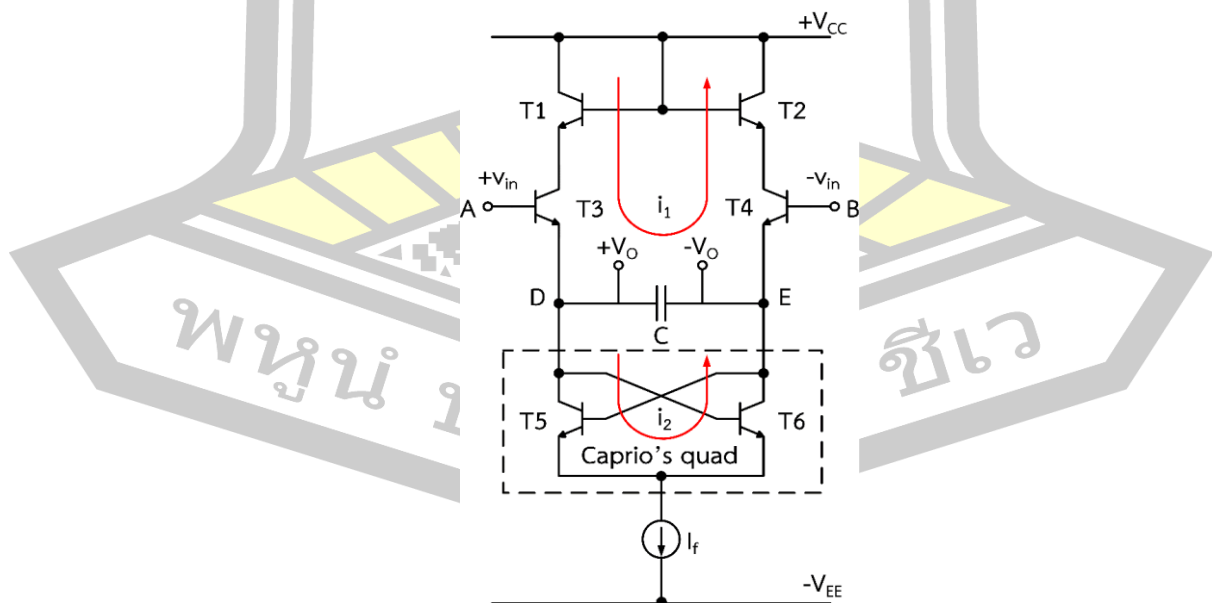
$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{2}{(1 + s\tau)} \quad (3.5)$$

ดังนั้นเราจะได้ความถี่เชิงมุมของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งปรับความถี่ด้วยกระแสตามภาพที่ 28 ดังนี้

$$\omega_0 = \frac{I_f}{4r_e C} = \frac{I_f}{4V_T C} \quad (3.6)$$

ในสมการที่ (3.6) เราจะเห็นว่าค่าความถี่ของวงจรจะแปรผันโดยตรงกับกระแสไบแอส (I_f)

3.2 การสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบสมมูลปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ



ภาพที่ 29 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบสมมูลปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ

ภาพที่ 29 เป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูลปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ ซึ่งได้ออกแบบและพัฒนาขึ้นจากวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูลปรับความถี่ด้วยกระแสที่แสดงในภาพที่ 28 ร่วมกับการใช้เทคนิคคาปริโอ (Caprio's Cross-Quad) [10], [11] พิจารณาภาพที่ 29 จะเห็นได้ว่าวงจรที่ออกแบบและพัฒนาขึ้นใหม่นี้มีโครงสร้างที่สมมาตรและไม่ซับซ้อน ซึ่งวงจรประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ที่มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการชนิด NPN 6 ตัว (T1 – T6) แหล่งจ่ายกระแส (Current Source) I_f จำนวน 1 ตัว และตัวเก็บประจุค่า C จำนวน 1 ตัว จากภาพที่ 29 จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์ T3 และ T4 เป็นวงจรขยายความต่างทรานซิสเตอร์คู่ (Differential Pair) โดยที่ทรานซิสเตอร์ T5 และ T6 เป็นวงจรเทคนิคคาปริโอ (Caprio's Cross-Quad) โดยขาคอลเลคเตอร์ของ T5 ต่อกับขาอีมิเตอร์ T3 ส่วนขาเบส T5 ต่อกับขาคอลเลคเตอร์ของ T6 และอีกด้านขาคอลเลคเตอร์ของ T6 ต่อกับขาอีมิเตอร์ T4 ส่วนขาเบส T6 ต่อกับขาคอลเลคเตอร์ของ T5 ส่วนขาอีมิเตอร์ T5 และ T6 เชื่อมต่อเข้ากับแหล่งจ่ายกระแส I_f และโหลดที่ได้จากการต่อขาคอลเลคเตอร์เข้ากับขาเบสของทรานซิสเตอร์ 2 ตัว คือทรานซิสเตอร์ T1 และ T2 และคาปาซิเตอร์ C ซึ่งในที่นี้แรงดันไฟฟ้าที่จุดสัญญาณความถี่ต่างขนาดเล็ก $+V_{in}$ และ $-V_{in}$ จะถูกป้อนเข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ T3 และ T4 ระหว่างโหนด A กับ โหนด B ตามลำดับ และแรงดันไฟฟ้าความถี่ต่างขนาดเล็กออก V_o ต่อกันที่ขาอีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ T3 และ T4 ที่โหนด D กับ โหนด E ตามลำดับ แต่กระแสที่ไหลผ่านวงจรทางด้านซ้ายไหลจาก T3 ไป T6 และกระแสที่ไหลผ่านวงจรด้านขวาไหลจาก T4 ไป T5 มีค่าเท่ากับ I_f เมื่อนำเอาแรงดันแหล่งจ่าย V_{in} แรงดันที่ได้จากความต้านทานสัญญาณขนาดเล็กอีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ T5 และ T6 ได้จาก $I_f(2r_e)$ และแรงดันคร่อมเบส-อีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ V_{BE} มาอนุกรมกันเป็นวงรอบมีค่าเท่ากับ ศูนย์ สามารถเขียนเป็นสมการดังนี้

$$V_{in} - V_{BE3} - V_{BE5} - I_f(2r_e) + V_{BE4} + V_{BE6} = 0 \quad (3.7)$$

$$I_f = \frac{V_{in}}{2r_e} \quad (3.8)$$

ซึ่ง r_e คือ ค่าความต้านทานสัญญาณขนาดเล็กอีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ T5 และ T6 จากสมการที่ 3.7 และ 3.8 จะเห็นว่าแรงดันคร่อมขาเบส-อีมิเตอร์ (Base-emitter Voltage : V_{BE}) เสมือนถูกยกเลิก ถ้า $V_{BE3} = V_{BE5}$ และ $V_{BE4} = V_{BE6}$ ผลลัพธ์ที่ได้จะให้วงจรเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้าที่มีความเป็นเชิงเส้นมากขึ้น ส่วน $I_f(2r_e)$ คือ แรงดันที่ได้จากความต้านทานสัญญาณขนาดเล็กอีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ T5 และ T6 ดังนั้นจึงได้ว่าวงจรคาปริโอช่วยทำให้วงจรขยาย

สัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูลปรับด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอคือ $A_{LPF} = V_o / V_{in}$ เมื่อ $V_{in} = V_{AB}$ และ $V_o = V_{DE}$ พิจารณาภาพที่ 29 แสดงวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูลปรับด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบสมมูลปรับด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอคือ $A_{LPF} = V_o / V_{in}$ เมื่อ $V_{in} = V_{AB}$ และ $V_o = V_{DE}$ จากวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูลปรับด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอในภาพที่ 29 กระแส I_f ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ T1, T2, T3, T4, T5 และเราจะทำการวิเคราะห์วงจรโดยที่เราจะทำการสมมติว่าทรานซิสเตอร์ T1 ถึง T6 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ และมีค่า β เป็นอนันต์ ดังนั้นเราจะเขียนสมการของ i_1 ได้เป็น

$$i_1 = \frac{V_{in}}{4r_e} \quad (3.9)$$

และ i_2 ณ ขั้วอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ T3 และ T4 จะได้เท่ากับ

$$i_2 = \frac{i_1}{(1 + sC2r_e)} \quad (3.10)$$

ดังนั้นเราจะได้แรงดัน v_o แบบดิฟเฟอเรนเชียลเท่ากับ

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{1}{2(1 + sC2r_e)} \quad (3.11)$$

ซึ่งจะเห็นว่า สมการที่ (3.11) มีคุณสมบัติเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งปรับค่าด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ ดังนั้นในกรณีที่ $\tau = 2r_e C$ เราจะได้

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{1}{2(1 + s\tau)} \quad (3.12)$$

ดังนั้นเราจะได้ความถี่เชิงมุมของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งปรับด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ ตามภาพที่ 29 ดังนี้

$$\omega_0 = \frac{I_f}{2r_e C} = \frac{I_f}{2V_T C} \quad (3.13)$$

หรือ ค่าจุดตัดความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ f_0 ที่ -3 dB หาได้จาก

$$f_0 = \frac{I_f}{2\pi(2CV_T)} \quad (3.14)$$

ขนาดและมุมมองสามารถหาได้จาก

$$|A_{LPF}| = \frac{1}{[1 + (f / f_0)]^{1/2}} \quad (3.15)$$

และ

$$\theta = -\tan^{-1}(f / f_0) \quad (3.16)$$

โดยที่ f คือสัญญาณความถี่ ณ จุดสัญญาณเข้าหน่วยเป็นเฮิร์ต

3.3 วิเคราะห์ค่าความไว (Sensitivities)

ความไว คือ ความเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นต่อคุณสมบัติของวงจรกรอง เมื่อค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรจริงมีความคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ได้จากการคำนวณทั้งนี้วงจรกรองที่ดีควรจะเป็นวงจรกรองที่มีค่าความไวที่ต่ำ นั่นคือ การเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์จะไม่ส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติของวงจรกรองมากนัก โดยทั่วไปค่าความไว คือ อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงของ y เทียบกับ x โดยให้

$S_x^y = \left[\frac{\partial y}{\partial x} \right] \left[\frac{x}{y} \right]$ โดยที่ค่า y คือค่าตัวแปรที่เราสนใจและ x คือค่าตัวแปรที่มีการเปลี่ยนแปลง

ส่วนตาราง 1 แสดงค่าความไว S_x^y โดยที่ $(x, y) = (C, \omega_0), (V_T, \omega_0), (I_f, \omega_0)$ โดยที่ V_T เป็นแรงดันไฟฟ้าที่เกิดจากความร้อน และ ค่าอุณหภูมินั้นก็ยังส่งผลกระทบต่อค่าความถี่ศูนย์กลาง (ω_0)

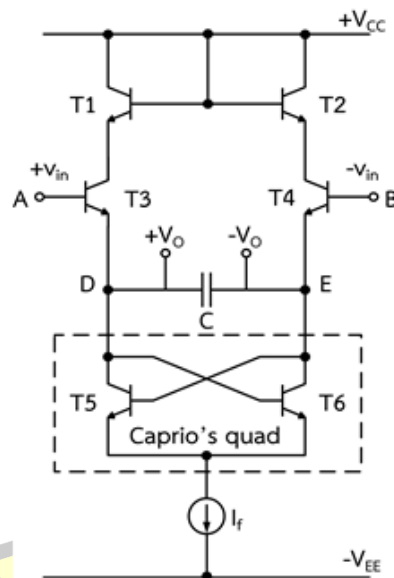
ตารางที่ 1 ค่าความไว S_x^y โดยที่ $(x, y) = (C, \omega_0), (V_T, \omega_0), (I_f, \omega_0)$

$S_C^{\omega_0}$	$S_{I_f}^{\omega_0}$	$S_{V_T}^{\omega_0}$
-1.0	1.0	-1.0

บทที่ 4

ผลการวิเคราะห์ข้อมูล

ในบทที่ผ่านมาได้กล่าวถึงการวิเคราะห์และการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูล ปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ Pspice [31] โดยแสดงผลการตอบสนองต่อความถี่ (Frequency Response) การตอบสนองต่อสัญญาณชานน์ การตอบสนองต่อความถี่เมื่อปรับค่ากระแส I_f ด้วยการกำหนดค่าตัวเก็บประจุ C เป็นค่าคงที่ และเมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C โดยการกำหนดค่ากระแส I_f เป็นค่าคงที่ และความถี่ของสัญญาณ ของวงจรได้ดังนี้

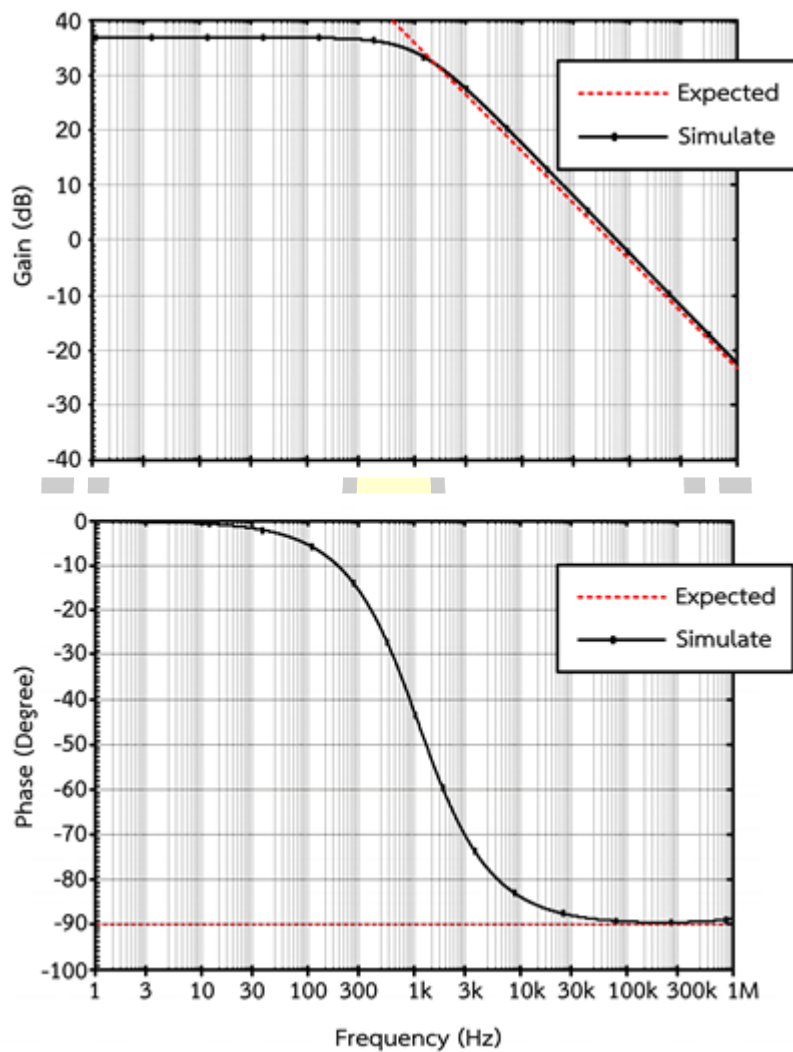


ภาพที่ 30 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูล ปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ

4.1 การตอบสนองต่อความถี่

จากวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูล ปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ ดังภาพที่ 30 ได้จำลองการทำงานของวงจรเพื่อทดสอบผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจร ได้จำลองแบบโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ PSpice และใช้แบบจำลองทรานซิสเตอร์แบบ NPN

เบอร์ Q2N2222A [32] จำนวน 6 ตัว และกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงมีค่าเท่ากับ ± 7.5 V, ตัวเก็บประจุ $C = 10$ nF และแหล่งจ่ายกระแส $I_f = 500$ μ A



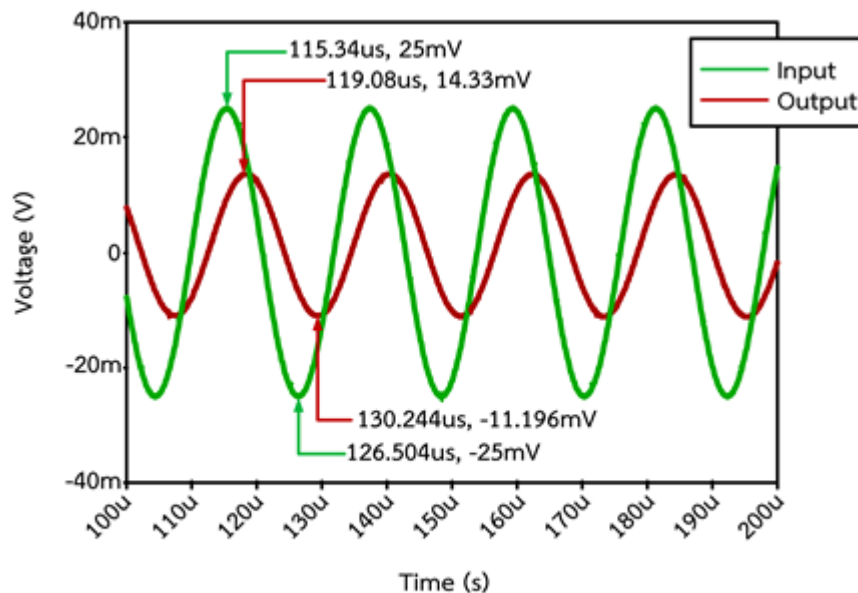
ภาพที่ 31 ผลการจำลองการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลง การปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอค่าตัวเก็บประจุ $C = 10$ nF และแหล่งจ่ายกระแส $I_f = 500$ μ A

จากภาพที่ 31 แสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลง การปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ อัตราการขยาย (V_o/V_{in}) ในหน่วยเดซิเบล (dB) และมุมต่างเฟสในหน่วยองศา ได้ผลการตอบสนองต่อความถี่ เมื่อกำหนดค่าตัวเก็บประจุ

$C = 10 \text{ nF}$ และแหล่งจ่ายกระแส $I_f = 500 \text{ }\mu\text{A}$ ที่อัตราการขยาย 0 dB ได้ความถี่ 76.34 kHz มีมุมต่างเฟสเท่ากับ -89.08 องศา

4.2 การตอบสนองต่อสัญญาณชายน

ภาพที่ 32 แสดงผลจำลองของการตอบสนองต่อสัญญาณชายนโดยกำหนดกระแส $I_f = 550 \text{ nA}$ ค่าตัวเก็บประจุ $C = 0.003 \text{ nF}$ และความถี่สัญญาณชายนอินพุตมีค่าอยู่ที่ 45.5 kHz พบว่า เมื่อสัญญาณชายนทางด้านอินพุตมีขนาด $\pm 25 \text{ mV}_{p-p}$ ได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีขนาด 14.33 mV กับ -11.196 mV และมีมุมต่างเฟสกัน 61.27 องศา ดังภาพที่ 32

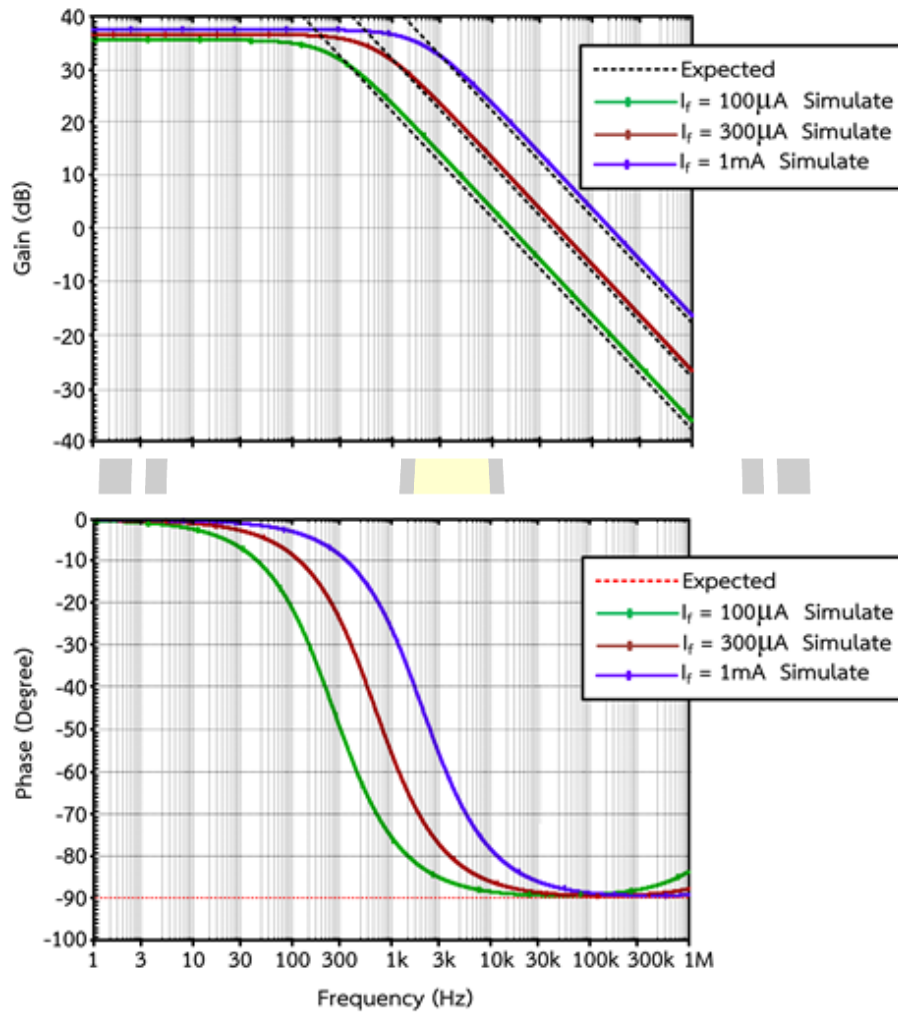


ภาพที่ 32 ผลการจำลองการตอบสนองต่อสัญญาณชายนวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูล ปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอโดยที่ค่ากระแส $I_f = 550 \text{ nA}$ ค่าตัวเก็บประจุ $C = 0.003 \text{ nF}$ และความถี่สัญญาณชายนอินพุตมีค่าอยู่ที่ 45.5 kHz

4.3 การตอบสนองต่อความถี่เมื่อปรับค่ากระแส I_f

ภาพที่ 33 แสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูล ปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ ด้วยการพิจารณาอัตราการขยาย V_o/V_{in} และมุมต่างเฟส โดยเปรียบเทียบฟังก์ชันถ่ายโอนกับความถี่ (Hz) ที่ได้จากการปรับค่ากระแส I_f และทำการกำหนดค่าตัวเก็บประจุ $C = 10 \text{ nF}$ โดยที่ปรับค่ากระแส I_f เท่ากับ $100 \text{ }\mu\text{A}$, $300 \text{ }\mu\text{A}$, 1 mA

ตามลำดับ จากภาพที่ 33 ที่อัตราการขยาย V_o/V_{in} ที่ตำแหน่ง 0 เดซิเบลค่าความถี่อยู่ที่ 15.268 kHz, 45.793 kHz และ 152.289 kHz ตามลำดับ และการตอบสนองเชิงมุมเฟสโดยประมาณอยู่ที่ -88.93, -89.03 และ -89.12 องศา ตามลำดับ

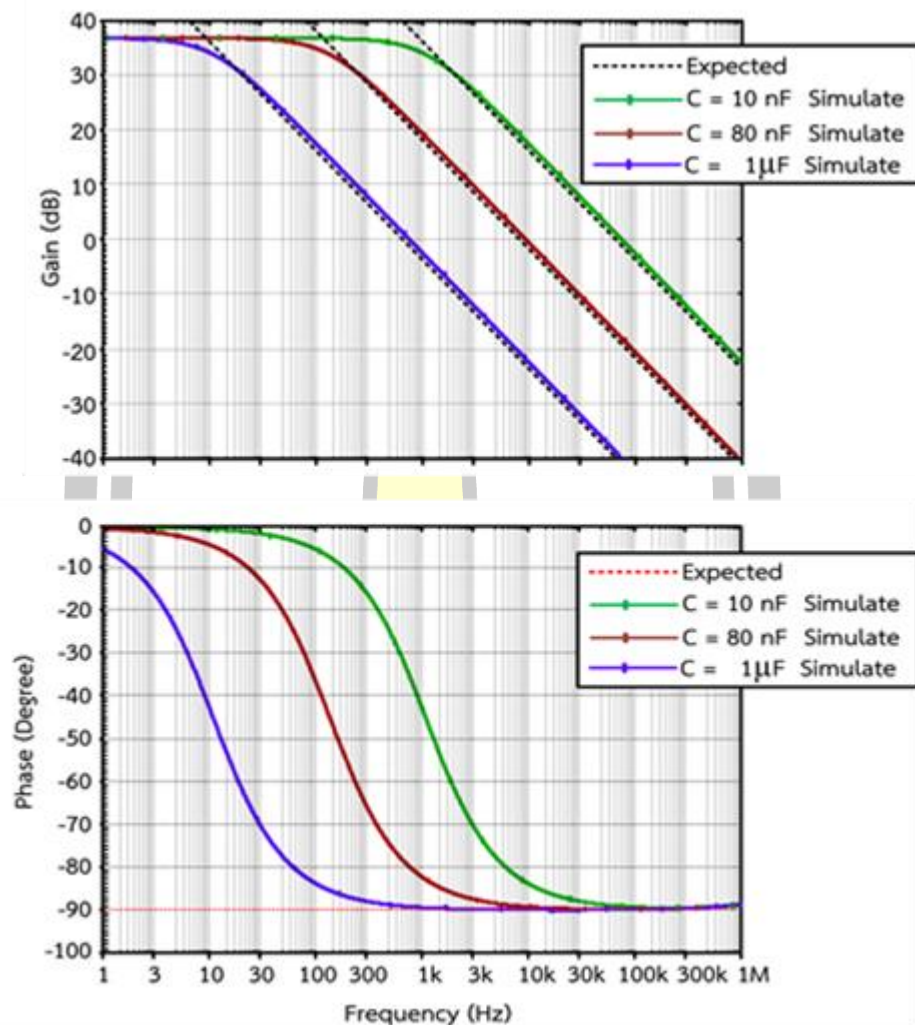


ภาพที่ 33 ผลการจำลองการตอบสนองต่อความถี่เมื่อปรับค่ากระแส $I_f = 100 \mu\text{A}$, $300 \mu\text{A}$ และ 1 mA โดยที่ค่าตัวเก็บประจุ $C = 10 \text{ nF}$

4.4 การตอบสนองต่อความถี่เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C

ภาพที่ 34 ได้แสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลง ปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ ด้วยการพิจารณาอัตราการขยาย V_o/V_{in} และมุมต่างเฟส โดยเปรียบเทียบฟังก์ชันถ่ายโอนกับความถี่ (Hz) ที่ได้มาจากการจำลองด้วยการปรับ

ค่าตัวเก็บประจุ C โดยตั้งค่ากระแส $I_f = 500 \mu\text{A}$ และค่าตัวเก็บประจุ C เท่ากับ 10 nF , 80 nF และ $1 \mu\text{F}$ ตามลำดับ จากภาพที่ 34 ความถี่ที่ได้จากมุมต่างเฟสที่ค่า -89.08 , -89.16 และ -89.17 องศา สำหรับค่าตัวเก็บประจุ C ที่ถูกปรับเท่ากับ 10 nF , 80 nF และ $1 \mu\text{F}$ ได้ความถี่ 76.34 KHz , 9.57 KHz และ 766.75 Hz ตามลำดับ

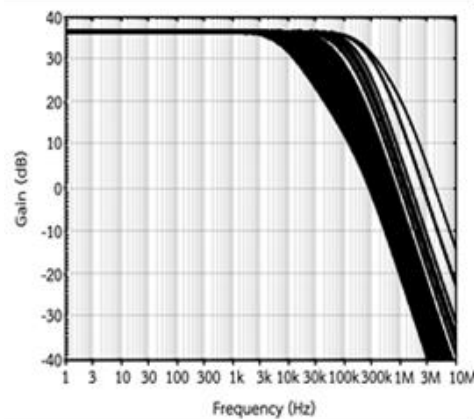


ภาพที่ 34 ผลการจำลองการตอบสนองต่อความถี่เมื่อปรับค่ากระแส เมื่อ $I_f = 500 \mu\text{A}$ และ $C = 10 \text{ nF}$, 80 nF และ $1 \mu\text{F}$

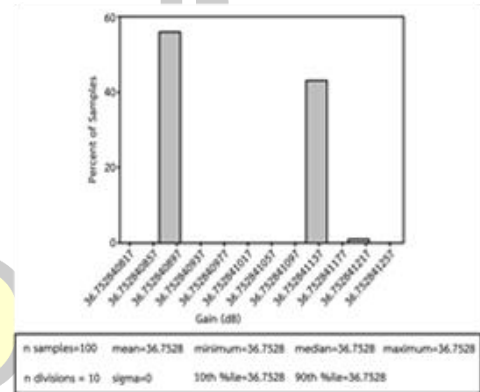
4.5 ผลตอบสนองจากการวิเคราะห์ด้วยวิธี Monte Carlo

ภาพที่ 35 ทำการวิเคราะห์ผลการทำงานของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลง ปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอทางสถิติด้วยวิธี Monte Carlo โดยจำลองการทำงานจำนวน 100 ครั้ง โดยที่ค่าตัวเก็บประจุ C ตั้งค่าไว้ที่ 10 nF และค่าความผิดพลาด

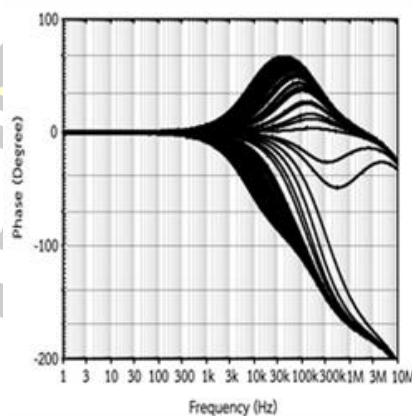
ถูกตั้งไว้ที่ 10 เปอร์เซ็นต์ ในส่วนของค่าอัตราการขยายของทรานซิสเตอร์ (β) ตั้งค่าความผิดพลาดไว้ที่ 0 เปอร์เซ็นต์ โดยที่แหล่งจ่ายกระแส I_f ตั้งค่าไว้ที่ 500 μA โดยภาพที่ 35 (ก) แสดงผลตอบสนองทางขนาด (dB) และภาพที่ 35 (ข) แสดงกราฟความเบี่ยงเบนของฮิสโทแกรม (histogram) ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าเฉลี่ยทางขนาดมีค่าประมาณ 36.75 dB จากค่าเฉลี่ยทางขนาดดังกล่าวคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเฉลี่ยมีค่าเท่ากับ 0.56 เปอร์เซ็นต์ นอกจากนี้ค่าขนาดต่ำสุดอยู่ที่ประมาณ 36.75 dB ส่วนค่าขนาดสูงสุดอยู่ที่ประมาณ 36.75 dB และภาพที่ 35 (ค) แสดงผลตอบสนองมุมเฟส (Degree) และภาพที่ 35 (ง) แสดงกราฟความเบี่ยงเบนของฮิสโทแกรม (histogram) ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าเฉลี่ยของมุมเฟสมีค่าประมาณ 20.96 องศา จากค่าเฉลี่ยทางมุมเฟสดังกล่าวคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเฉลี่ยมีค่าเท่ากับ 0.01 เปอร์เซ็นต์ นอกจากนี้ค่ามุมเฟสต่ำสุดอยู่ที่ประมาณ 0.0086 องศา ส่วนค่ามุมเฟสสูงสุดอยู่ที่ประมาณ 67 องศา



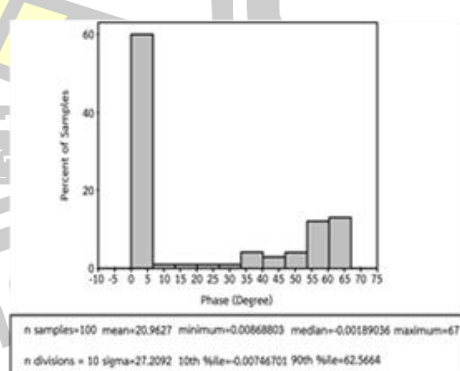
(ก) แสดงผลตอบสนองทางขนาด (dB)



(ข) แสดงกราฟ histogram ทางขนาด (dB)

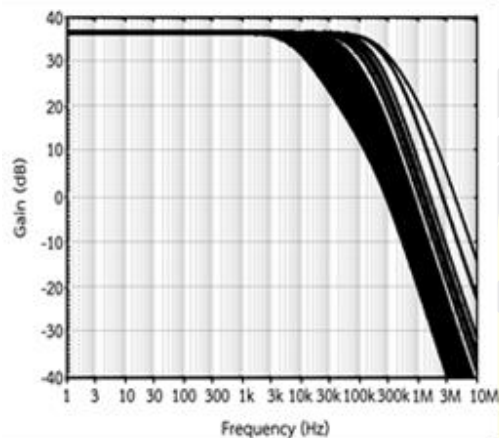


(ค) ผลตอบสนองทางมุมเฟส

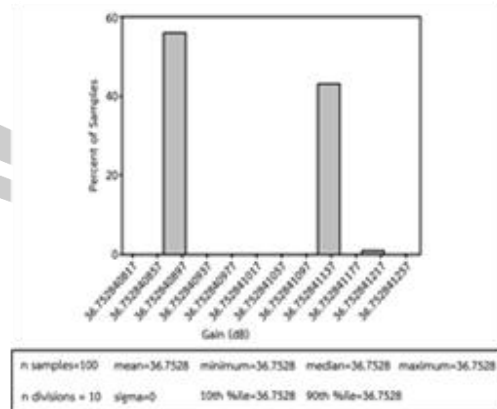


(ง) แสดงกราฟ histogram ทางมุมเฟส

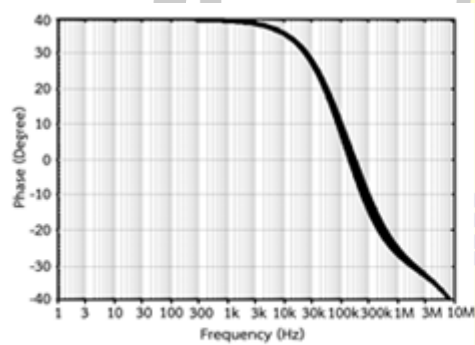
ภาพที่ 35 ผลการวิเคราะห์ด้วยวิธี Monte Carlo ค่าตัวเก็บประจุ C ความผิดพลาด = 10 เปอร์เซ็นต์



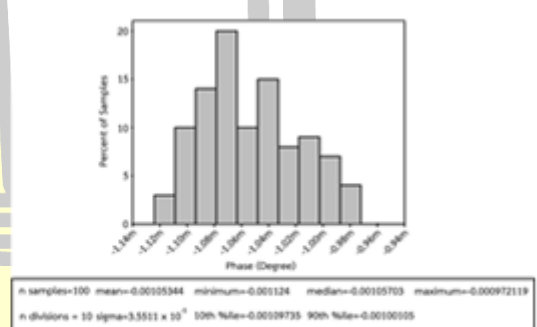
(ก) แสดงผลตอบสนองทางขนาด (dB)



(ข) แสดงกราฟ histogram ทางขนาด (dB)



(ค) ผลตอบสนองทางมุมเฟส



(ง) แสดงกราฟ histogram ทางมุมเฟส

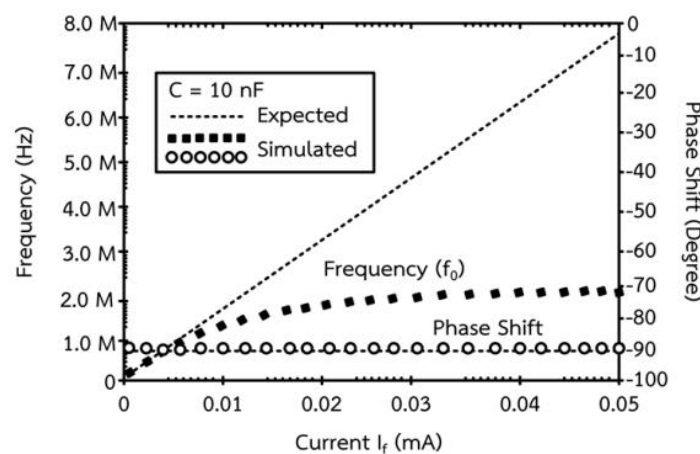
ภาพที่ 36 ผลการวิเคราะห์ด้วยวิธี Monte Carlo ค่าอัตราการขยายของทรานซิสเตอร์ (β) มีค่าความผิดพลาด = 50 เปอร์เซ็นต์

ภาพที่ 36 ทำการวิเคราะห์ผลการทำงานของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูล ปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ ทางสถิติด้วยวิธี Monte Carlo โดยจำลองการทำงานจำนวน 100 ครั้ง และ ค่าตัวเก็บประจุ $C = 10$ nF มีค่าความผิดพลาด = 0 เปอร์เซ็นต์ ค่าอัตราการขยายของทรานซิสเตอร์ (β) มีค่าความผิดพลาด = 50 เปอร์เซ็นต์ และแหล่งจ่ายกระแส $I_f = 500$ μ A โดยภาพที่ 36 (ก) และ (ข) แสดงผลตอบสนองทางขนาด (dB) และกราฟความเบี่ยงเบนของฮิสโทแกรม (histogram) ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าเฉลี่ยทางขนาดมีค่าประมาณ 36.43 dB จากค่าเฉลี่ยทางขนาดดังกล่าวคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเฉลี่ยมีค่าเท่ากับ 0.14

เปอร์เซ็นต์ นอกจากนี้ค่าขนาดต่ำสุดอยู่ที่ประมาณ 33.81 dB ส่วนค่าขนาดสูงสุดอยู่ที่ประมาณ 38.52 dB และภาพที่ 36 (ค) และ (ง) แสดงผลตอบสนองมุมเฟส (Degree) และกราฟความเบี่ยงเบนของฮิสโทแกรม (histogram) ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าเฉลี่ยของมุมเฟสมีค่าประมาณ - 0.0010 องศา จากค่าเฉลี่ยทางขนาดดังกล่าวคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเฉลี่ยมีค่าเท่ากับ 0.15 เปอร์เซ็นต์ นอกจากนี้ค่ามุมเฟสต่ำสุดอยู่ที่ประมาณ - 0.0011 องศา ส่วนค่ามุมเฟสสูงสุดอยู่ที่ประมาณ - 0.0009

4.5 ความถี่และมุมเฟสเมื่อปรับค่ากระแส I_f

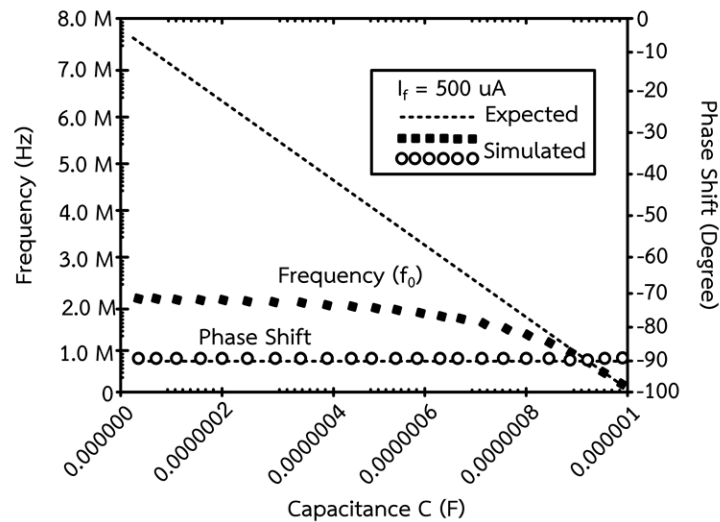
จากภาพที่ 37 แสดงผลการจำลองผลลัพธ์ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เชิงมุมและเฟสของอัตราการขยาย V_o/V_{in} เมื่อปรับค่ากระแส I_f โดยกำหนดให้ตัวเก็บประจุ มีค่าคงที่ $C = 10$ nF พบว่าความถี่จากการจำลอง (Simulated) โดยความถี่มีค่าเพิ่มมากขึ้นเมื่อค่ากระแสเพิ่มขึ้น ขณะที่มุมต่างเฟสมีค่าเข้าใกล้ -90 องศา



ภาพที่ 37 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และเฟสเมื่อปรับค่ากระแส I_f วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูล ปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ

4.6 ความถี่และมุมเฟสเมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C

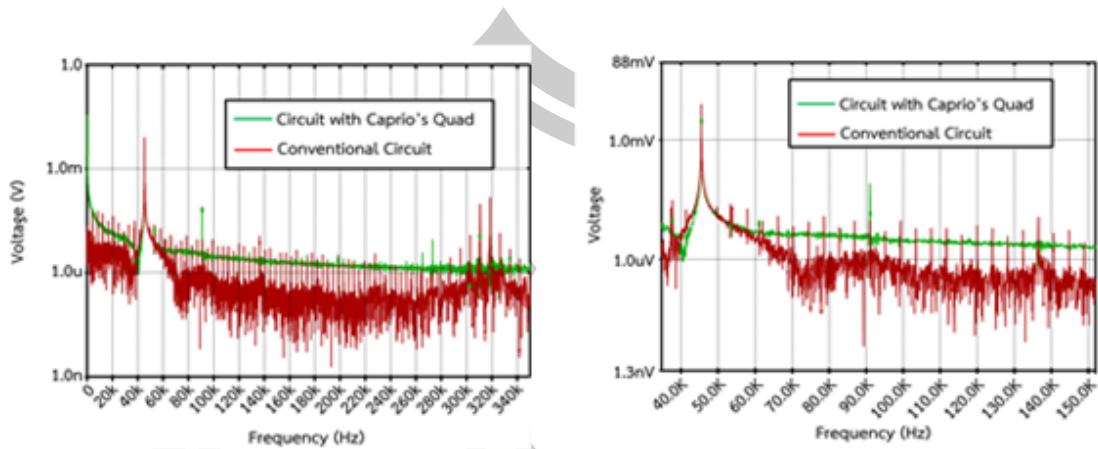
จากภาพที่ 38 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และเฟสเมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C เมื่อกำหนดให้ค่ากระแส I_f มีค่าคงที่เท่ากับ 500 μ A พบว่า ความถี่จากการจำลอง (Simulated) มีค่า โดยค่าความถี่เพิ่มมากขึ้นเมื่อค่าตัวเก็บประจุน้อยลง ขณะวัดที่มุมต่างเฟสที่ค่าประมาณ -89 องศา



ภาพที่ 38 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และเฟสเมื่อปรับค่าคาปาซิเตอร์

4.7 ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ

ภาพที่ 39 แสดงผลการเปรียบเทียบการจำลองของสองเส้นสเปกตรัมฮาร์โมนิก ของสอง วงจร คือ หนึ่ง วงจรแบบเดิม (วงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแส) แสดงไว้ในภาพประกอบ 28 ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ T1 ถึง T6 โดยที่ทรานซิสเตอร์ T5 และ T6 ของ Caprio's Quad ทำการลัดวงจร และ สอง วงจรที่ปรับปรุงด้วย Caprio's Quad (วงจรรอง สัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปรีโอ) ที่แสดงไว้ในภาพประกอบ 30 ทั้งสองวงจรมีค่ากระแส $I_f = 870 \text{ nA}$ และค่าตัวเก็บประจุ $C = 0.06 \text{ nF}$ เท่ากัน ซึ่งฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นจากการบิดเบือนความถี่ที่ 45.5 kHz ผลลัพธ์ที่ได้แสดงถึงการลดลงของขนาดฮาร์โมนิกที่ค่าความถี่ 45.5 kHz , 91 kHz , 136.5 kHz , 182.0 kHz , 227.5 kHz , 273.0 kHz , 318.5 kHz , 364.0 kHz , 409.0 kHz กับการลดลงของขนาดของฮาร์โมนิกที่ 1 2 3 4 5 6 7 8 9 และได้ค่าเพี้ยนของฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Distortions: THD) ลดลงจาก 19.70% เป็น 4.98%



(ก) แสดงการเปรียบเทียบเส้นสเปกตรัมฮาร์โมนิก (ข) แสดงภาพขยายของภาพ ก

ภาพที่ 39 การเปรียบเทียบเส้นสเปกตรัมฮาร์โมนิกของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลง่าย ปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอและวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลง่าย ปรับความถี่ด้วยกระแส

ผลการวิเคราะห์ค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกรวม (THD) จากการจำลองของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลง่ายปรับความถี่ด้วยกระแส ได้ค่าตามตาราง 2 ค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกรวม (THD) มีค่าเท่ากับ 19.70 % และสามารถหาค่าแรงดันเอาต์พุตได้จากสมการแรงดันเอาต์พุตแบบอนุกรมฟูรีเยร์ ดังนี้

$$\begin{aligned}
 V_o(t) = & 6.61108 + 0.005399 \sin(2\pi \times 45.5kt + 179.1^\circ) + \\
 & 0.001034 \sin(2\pi \times 91kt - 113.4^\circ) + \\
 & 0.00004864 \sin(2\pi \times 136.5kt - 98.65^\circ) + \\
 & 0.00003122 \sin(2\pi \times 182kt - 79.07^\circ) + \\
 & 0.00004088 \sin(2\pi \times 227.5kt - 93.99^\circ) + \\
 & 0.0001543 \sin(2\pi \times 273kt - 105.5^\circ) + \\
 & 0.000178 \sin(2\pi \times 318.5kt - 41.93^\circ) + \\
 & 0.00002063 \sin(2\pi \times 364kt - 76.34^\circ) + \\
 & 0.00005145 \sin(2\pi \times 409.5kt + 75.65^\circ)
 \end{aligned}$$

ตารางที่ 2 ผลการหาค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบ
สมมูลปรับความถี่ด้วยกระแส ค่าเฉลี่ยของ $V_o(t) = 6.6132$

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	PHASE (DEG)
1	4.550E+04	5.399E-03	1.791E+02
2	9.100E+04	1.034E-03	-1.134E+02
3	1.365E+05	4.864E-05	-9.865E+01
4	1.820E+05	3.127E-05	-7.429E+01
5	2.275E+05	4.088E-05	-9.399E+01
6	2.730E+05	1.543E-04	-1.055E+02
7	3.185E+05	1.780E-04	-4.193E+01
8	3.640E+05	2.063E-05	-7.634E+01
9	4.095E+05	5.145E-05	7.565E+01

ความผิดเพี้ยนรวม เท่ากับ 19.70 %

และผลการวิเคราะห์ค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกรวม (THD) จากการจำลองของวงจร
กรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมมูลปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ
ได้ค่าตาม ตารางที่ 3 ค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกรวม (THD) มีค่าเท่ากับ 4.98 % และสามารถหา
ค่าแรงดันเอาต์พุตได้จากสมการแรงดันเอาต์พุตแบบอนุกรมฟูเรียร์ ดังนี้

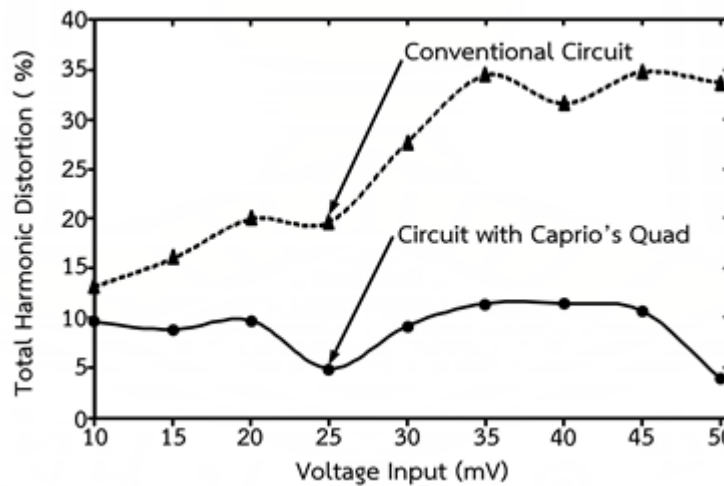
$$\begin{aligned}
 V_o(t) = & -0.4175872 + 0.009161 \sin(2\pi \times 45.5kt + 83.95^\circ) + \\
 & 0.0003398 \sin(2\pi \times 91kt + 63.35^\circ) + \\
 & 0.00002486 \sin(2\pi \times 136.5kt + 87.27^\circ) + \\
 & 0.00003952 \sin(2\pi \times 182kt + 125.1^\circ) + \\
 & 0.00006234 \sin(2\pi \times 227.5kt + 131.9^\circ) + \\
 & 0.00006027 \sin(2\pi \times 273kt + 102.7^\circ) + \\
 & 0.0002693 \sin(2\pi \times 318.5kt + 62.34^\circ) + \\
 & 0.00001928 \sin(2\pi \times 364kt + 150.1^\circ) +
 \end{aligned}$$

$$0.0001031 \sin(2\pi \times 409.5kt - 10.45^\circ)$$

ตารางที่ 3 ผลการหาค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบ สมดุลปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอ $V_o(t) = -0.4098$

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	PHASE (DEG)
1	4.550E+04	9.161E-03	8.395E+01
2	9.100E+04	3.398E-04	6.335E+01
3	1.365E+05	2.486E-05	8.727E+01
4	1.820E+05	3.952E-05	1.251E+02
5	2.275E+05	6.234E-05	1.319E+02
6	2.730E+05	6.027E-05	1.027E+02
7	3.185E+05	2.693E-04	6.234E+01
8	3.640E+05	1.928E-05	1.501E+02
9	4.095E+05	1.031E-04	-1.045E+01

ความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกรวม เท่ากับ 4.98 %



ภาพที่ 40 เปรียบเทียบค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกรวม (THD) ของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุล ปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปริโอและวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุล ปรับความถี่ด้วยกระแสเมื่อปรับค่า V_{in}

จากภาพที่ 40 แสดงค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม ของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน
อันดับหนึ่งแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแส และวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบ
สมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแสโดยการใช้เทคนิคคาปริโอเมื่อปรับค่ากระแส ค่ากระแส $I_f = 870$ nA
และค่าตัวเก็บประจุมีค่า $C = 0.06$ nF ป้อนสัญญาณอินพุต 45.5 kHz ปรับค่าแอมพลิจูดของอินพุต
ตั้งแต่ 10 – 50 mVp-p เหมือนกันทั้งสองวงจร จากการพิจารณาผลการจำลองจะเห็นได้ว่าการ
จำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแส
โดยการใช้เทคนิคคาปริโอ นั้นมีค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่ต่ำกว่าวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน
อันดับหนึ่งแบบสมดุลงปรับความถี่ด้วยกระแสแบบดั้งเดิม



บทที่ 5

สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผล

การทำงานของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งแบบสมดุปรับความถี่ด้วยกระแสโดยใช้เทคนิคคาปรีโอ เป็นวงจรที่มีความสมมาตร ด้วยสัญญาณที่แตกต่าง และมีขนาดความผิดพลาดของฮาร์โมนิกลดลง วงจรยังค่อนข้างง่ายและสามารถนำไปทำเป็นวงจรรวมได้ ผลลัพธ์จากการจำลองแบบและการคำนวณมีความสอดคล้องกัน ลักษณะสถาปัตยกรรมของวงจรไม่ซับซ้อน จากคุณสมบัติการถ่ายโอนของวงจรมีความถี่ศูนย์กลาง (f₀) มีค่าคงที่อยู่ระหว่างค่า -1 ถึง 1 ไม่ขึ้นกับตัวแปร ความถี่เชิงมุมมีความเป็นเชิงเส้นด้วยการปรับกระแสได้กว้างตลอดช่วงกวาดของช่วงความถี่กว้างโดยได้ระยะกวาดประมาณวงจรอันดับ 3 ของขนาดของวงจร ค่าสูงสุดของความถี่ (f₀) มีค่าประมาณ 2.303 MHz ที่ค่ากระแส I_f เท่า 50 mA และค่าตัวเก็บประจุ 10 nF

5.2 อภิปรายผล

จากการทดลอง หาค่าความถี่เชิงมุมและขนาดของวงจร มีฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร คือ อัตราการขยาย V_o/V_{in} และค่ามุมเฟสที่ -90 องศา หาค่าของวงจรได้จากการปรับค่ากระแส I_f กำหนดค่าตัวเก็บประจุ C มีค่าคงที่ เท่ากับ 10 nF จะเห็นว่าจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เชิงมุมที่เป็นฟังก์ชันของเส้นตรงกับการปรับค่าของกระแส I_f ช่วงของแถบความถี่กว้างโดยได้ระยะกวาดของขนาดของวงจรดังภาพประกอบ 37

จากการทดลอง หาค่าความถี่เชิงมุมและขนาดของวงจร มีฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร คือ V_o/V_{in} ค่ามุมมองศาใกล้เคียง -90 องศา โดยการปรับค่าตัวเก็บประจุ กำหนด ค่ากระแส I_f คงที่ เท่ากับ 500 uA ซึ่งเห็นว่าจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เชิงมุมที่เป็นฟังก์ชันของเส้นตรงกับการปรับค่าของตัวเก็บประจุดังภาพประกอบ 38 จากการทดลองค่าน้อยที่สุดของตัวเก็บประจุได้ค่าประมาณ 1 pF ได้ค่าความถี่สูงสุดที่คาดหวังถึงประมาณ 79.61 MHz

จากภาพประกอบ 39 และ 40 แสดงถึงการลดลงของขนาดฮาร์โมนิก และได้ค่าเพี้ยนของฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Distortions: THD) ลดลงจาก 19.70 % เป็น 4.98 %

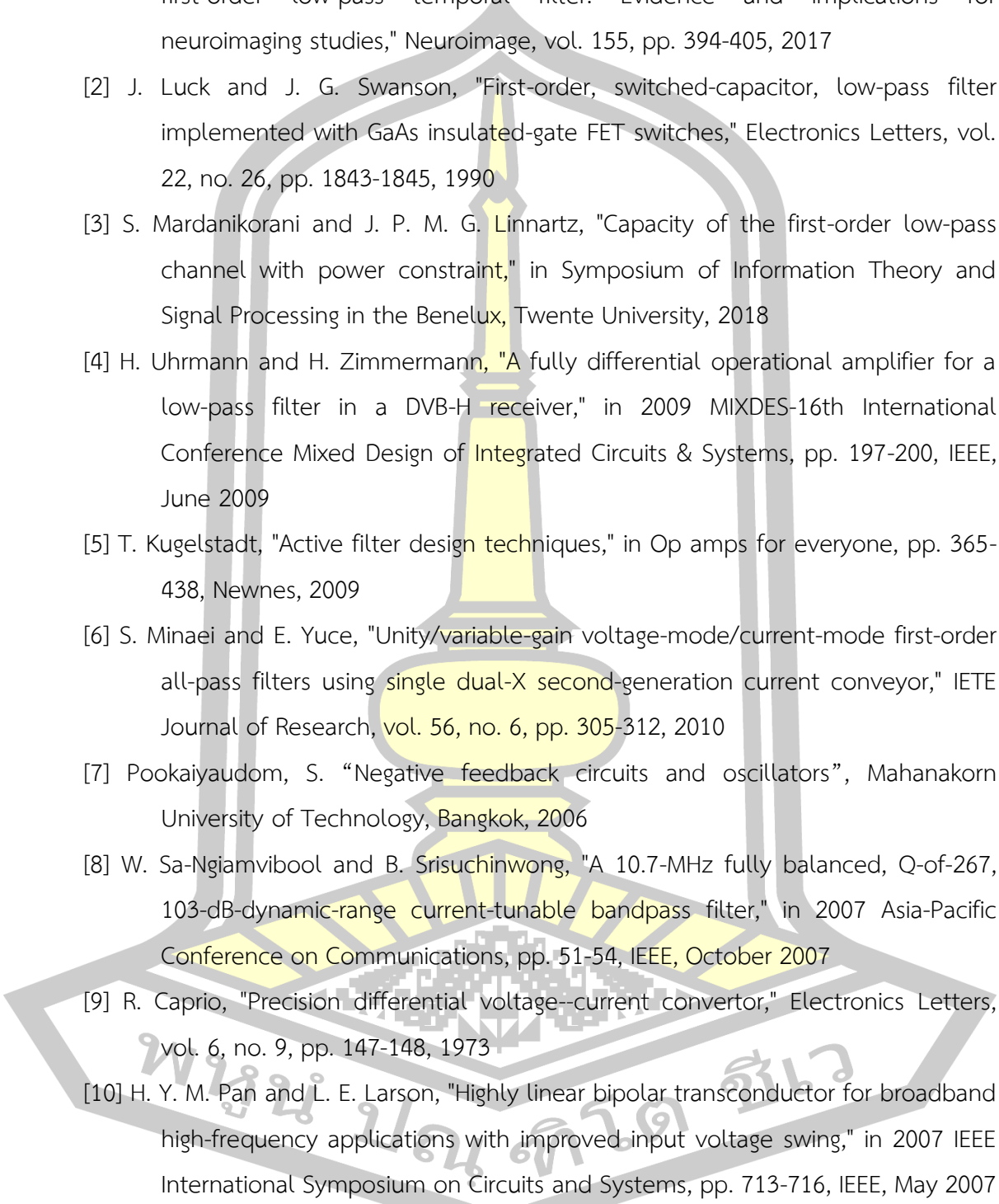
5.3 ข้อเสนอแนะ

ข้อเสนอแนะสำหรับเลือกทรานซิสเตอร์ใช้ในวงจรควรเลือกทรานซิสเตอร์ที่มีค่า f_T ที่สูง (เช่น มีความถี่ถึง GHz) เพราะมีผลต่อความถี่ของวงจรโดยจะได้ความถี่ของวงจรสูงขึ้น และเลือกตัวเก็บประจุใช้กับวงจรควรเลือกค่าความจุของตัวเก็บประจุน่าจะมีผลให้ความถี่ของวงจรสูงขึ้น และยังมีผลต่อขนาดความผิดพลาดของฮาร์โมนิกมีความเรียบขึ้น ตามที่เสนอแนะโดยวิธีการของคาปริโอ



บรรณานุกรม



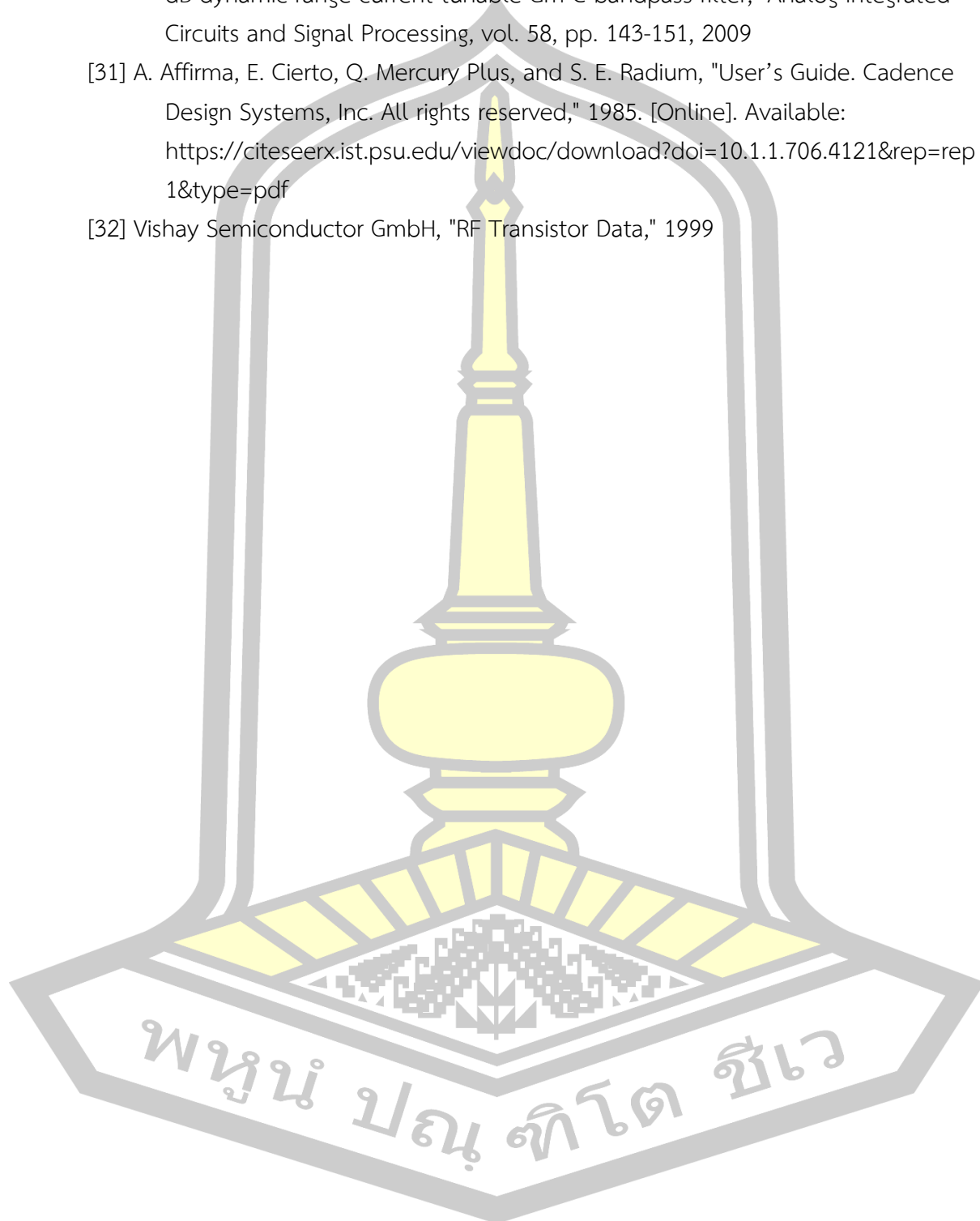
- 
- [1] A. Sauvage, G. Hubert, J. Touboul, and J. Ribot, "The hemodynamic signal as a first-order low-pass temporal filter: Evidence and implications for neuroimaging studies," *Neuroimage*, vol. 155, pp. 394-405, 2017
- [2] J. Luck and J. G. Swanson, "First-order, switched-capacitor, low-pass filter implemented with GaAs insulated-gate FET switches," *Electronics Letters*, vol. 22, no. 26, pp. 1843-1845, 1990
- [3] S. Mardankorani and J. P. M. G. Linnartz, "Capacity of the first-order low-pass channel with power constraint," in *Symposium of Information Theory and Signal Processing in the Benelux*, Twente University, 2018
- [4] H. Uhrmann and H. Zimmermann, "A fully differential operational amplifier for a low-pass filter in a DVB-H receiver," in *2009 MIXDES-16th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits & Systems*, pp. 197-200, IEEE, June 2009
- [5] T. Kugelstadt, "Active filter design techniques," in *Op amps for everyone*, pp. 365-438, Newnes, 2009
- [6] S. Minaei and E. Yuce, "Unity/variable-gain voltage-mode/current-mode first-order all-pass filters using single dual-X second-generation current conveyor," *IETE Journal of Research*, vol. 56, no. 6, pp. 305-312, 2010
- [7] Pookaiyaudom, S. "Negative feedback circuits and oscillators", Mahanakorn University of Technology, Bangkok, 2006
- [8] W. Sa-Ngiamvibool and B. Srisuchinwong, "A 10.7-MHz fully balanced, Q-of-267, 103-dB-dynamic-range current-tunable bandpass filter," in *2007 Asia-Pacific Conference on Communications*, pp. 51-54, IEEE, October 2007
- [9] R. Caprio, "Precision differential voltage-current convertor," *Electronics Letters*, vol. 6, no. 9, pp. 147-148, 1973
- [10] H. Y. M. Pan and L. E. Larson, "Highly linear bipolar transconductor for broadband high-frequency applications with improved input voltage swing," in *2007 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 713-716, IEEE, May 2007
- [11] T. Wongmeekaew and W. Sa-ngiamvibool, "A Fully-Balanced Current-Tunable Integrator with CAPRIO Parameters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 2, no. 33, pp. 8, 2016

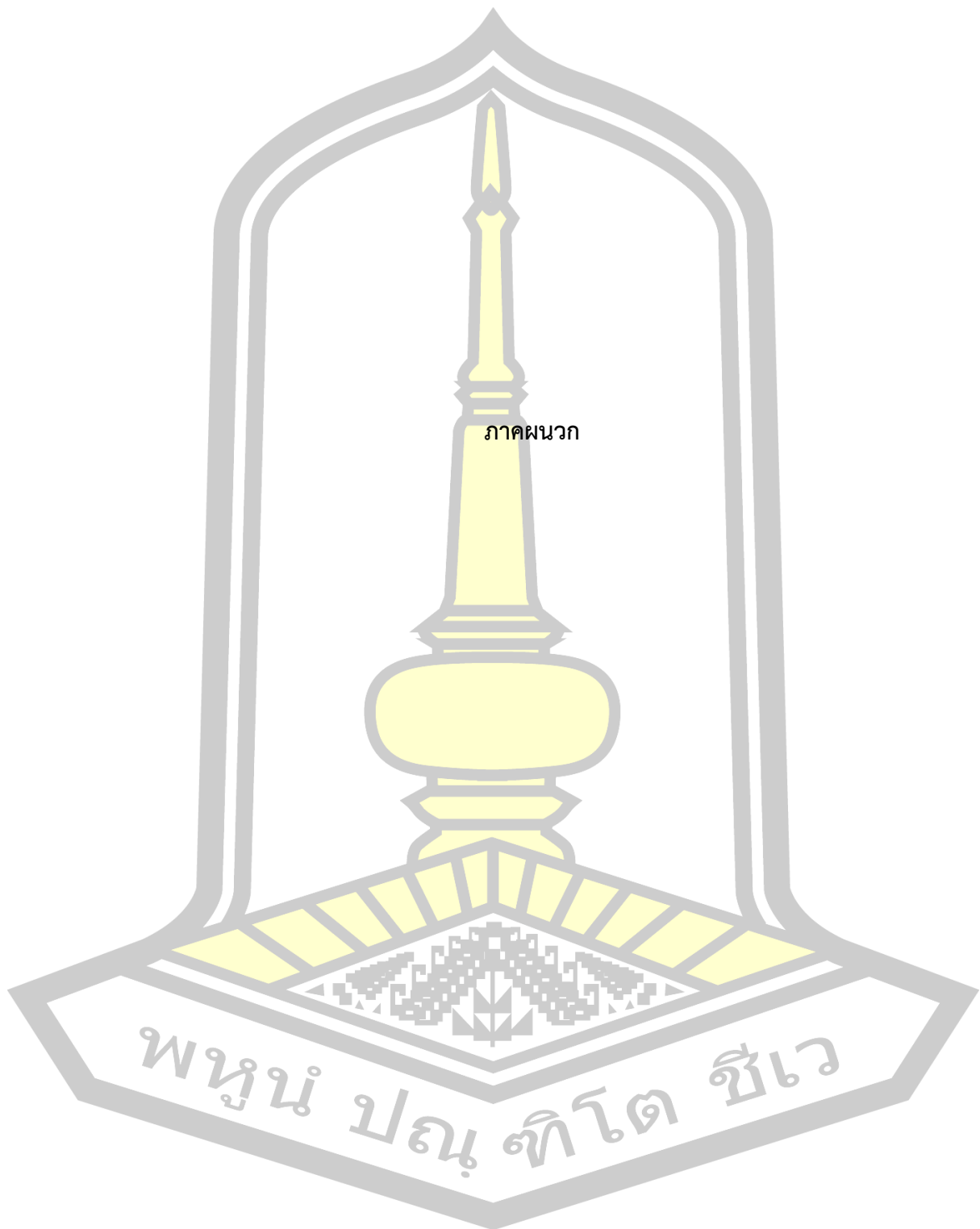
- [12] กฤษณ์ อ่างแก้ว, “การออกแบบวงจรกรองสัญญาณอลอกปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์เพียงอย่างเดียว,” รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์, ภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้า อุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, กรุงเทพมหานคร, 2549
- [13] จามรี ศิริรัตน์, “วงจรกรองสัญญาณอนีกประสงค้โหมดแรงดันและโหมดกระแสที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจร CFTA ตัวเดียว,” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2555
- [14] อิศราวุธ สีตาดาน, “การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบ SINUSOIDAL QUADRATURE โดยใช้วงจรกรองสัญญาณผ่านทั้งหมดชนิดมีมุมมองคานำแบบสมมาตรและรับค่าความถี่ได้กว้าง โดยการปรับค่ากระแส,” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2545
- [15] ถนอมศักดิ์ วงศ์มีแก้ว, “การใช้เทคนิคคาปริโอสำหรับวงจรอินทิเกรเตอร์แบบสมดุลงปรับแต่งด้วยกระแส,” วิทยานิพนธ์ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์, มหาวิทยาลัยมหาสารคาม, 2559
- [16] สำราญ เลิศคอนสาร, “วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 10.7 MHz แบบสมดุลง คุณภาพสูง ความไวต่ำ และปรับความถี่ด้วยกระแส,” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์, มหาวิทยาลัยมหาสารคาม, 2554
- [17] สิทธิชัย โภโคยอุดม, “วงจรป้อนกลับแบบลบและออสซิลเลเตอร์,” พิมพ์ครั้งที่ 2 แก้ไขเพิ่มเติม, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร, กรุงเทพฯ, 2549
- [18] มนตรี คำเงิน, “วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านใช้แหล่งจ่ายแรงดันและกำลังงานต่ำที่จับได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์สำหรับประยุกต์ใช้งานใน Silicon Cochlea,” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2544
- [19] เกษสุดา กล้าหาญ, “การออกแบบวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์และวงจรอินทิเกรเตอร์โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟออปแอมป์และโอทีเอเป็นอุปกรณ์หลักและการประยุกต์ใช้งาน,” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2545
- [20] ชินณพงค์ นราพรพิพัฒน์, “วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสโดยใช้โครงสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ LOG-DOMAIN,” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2556

- [21] นราธิป ซื่อสุวรรณ, “การออกแบบวงจรกรองล๊อคโดเมนความถี่ต่ำผ่านแบบผลต่างในหัวอ่านฮาร์ดดิสก์,” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์, 2548
- [22] ทศยา ปุคคะนนันท์, วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ และวัลลภ สุระกำพลธร “วงจรมินิเกรเตอร์โหมดกระแสแบบไขว้รูป กรณแอกทีฟ,” วิศวกรรมสาร มหาวิทยาลัยขอนแก่น, 32(4), หน้า 479 – 501, 2548
- [23] อธิษฐ์ ทุมวิภาต, “วงจรมินิเกรเตอร์ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์แบบไขว้รูปกรณแอกทีฟเป็นหลัก และการประยุกต์ใช้งาน,” รายงานการวิจัยฉบับสมบูรณ์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2548
- [24] สุเมธี พิสิฐเฉลิมพงศ์, “การสังเคราะห์วงจรรอสซิลเลเตอร์รูปคลื่นไซน์แบบควอดราเจอร์และแบบหลายเฟสโดยใช้วงจร CDDBA,” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมควบคุม, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2550
- [25] มন্ত্রী สมดุลยกันก, พงษ์สิทธิ์ ล้อมเมตตา และพิพัฒน์ พรหมมี. "วงจรมินิเกรเตอร์รูปไซน์แบบควอดเดนเจอร์รูปแบบกระแส โดยใช้หลักการของอินทิเกรเตอร์และดิฟเฟอเรนเชียล." วารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 8(3), หน้า 41-48, 2551
- [26] เอกพงษ์ สายสิงห์, “วงจรมินิเกรเตอร์ความถี่ต่ำผ่านและแถบความถี่ผ่านอันดับสูงรูปแบบกระแสโดยใช้ซิมอสไบควอตฟังก์ชัน,” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2561
- [27] H. Liu, X. Peng, and W. Wu, "Design of a Gm-C low pass filter with low cutoff frequency," in 2009 Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics & Electronics (PrimeAsia), Jan. 2009, pp. 125-128
- [28] F. Matsumoto and Y. Noguchi, "A 1-V continuous-time filter using bipolar pseudo-differential transconductors," IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, vol. 82, no. 6, pp. 973-980, 1999
- [29] H. Y. M. Pan and L. E. Larson, "An improved broadband high linearity SiGe HBT differential amplifier," IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 58, no. 8, pp. 1685-1694, 2011

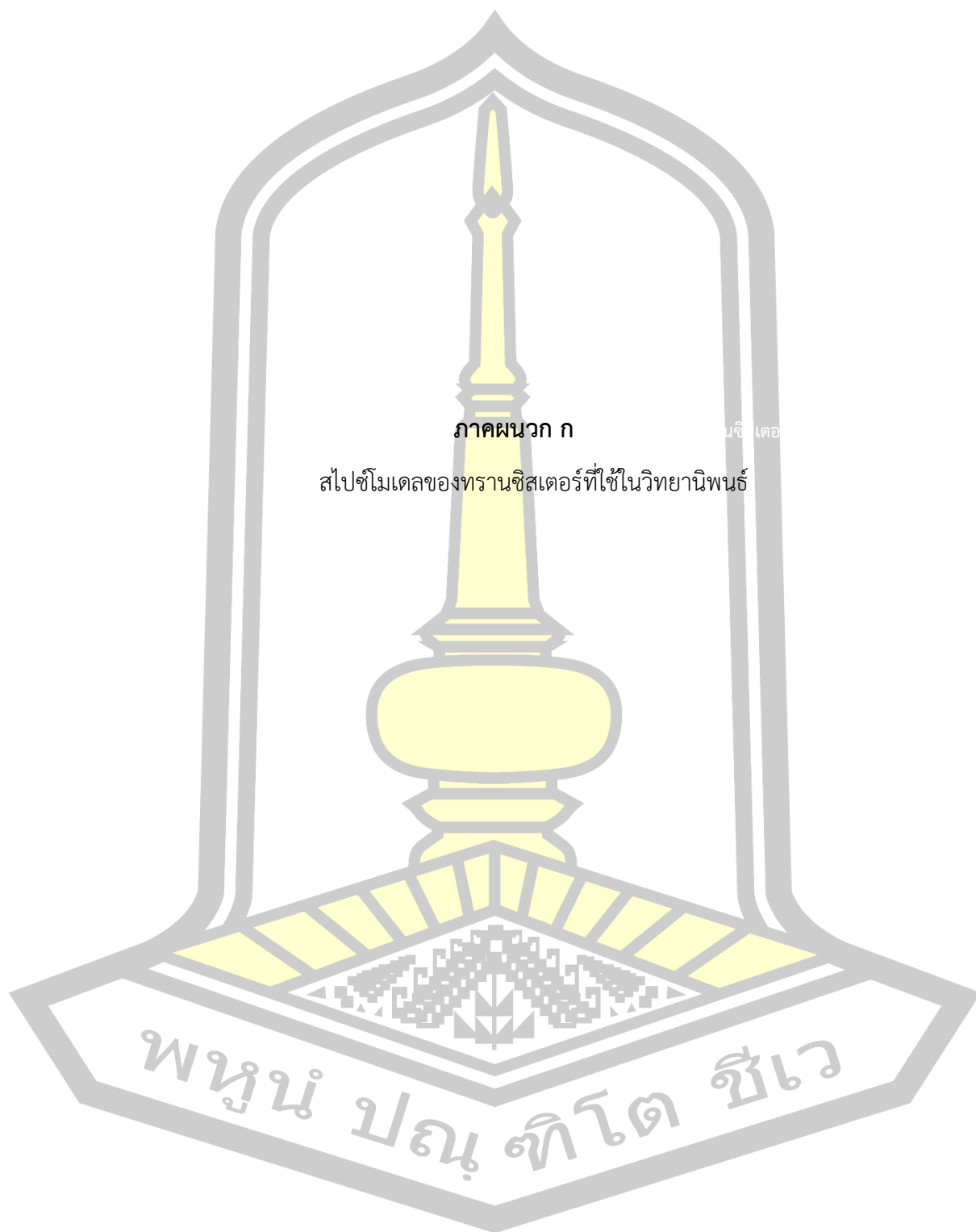
- [30] W. Sa-Ngiamvibool and B. Srisuchinwong, "A 10.7-MHz fully balanced, high-Q, 87-dB-dynamic-range current-tunable Gm-C bandpass filter," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 58, pp. 143-151, 2009
- [31] A. Affirma, E. Cierito, Q. Mercury Plus, and S. E. Radium, "User's Guide. Cadence Design Systems, Inc. All rights reserved," 1985. [Online]. Available: <https://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.706.4121&rep=rep1&type=pdf>
- [32] Vishay Semiconductor GmbH, "RF Transistor Data," 1999





ภาคผนวก

พหุมนุ ปณฺ ทิโต ชีเว



ภาคผนวก ก

นชี เตอ

สไปซีโมเดลของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

พหุณฺ์ ปณฺุ ทักโตะ ชัยเว

ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222

MODEL 2N2222 NPN

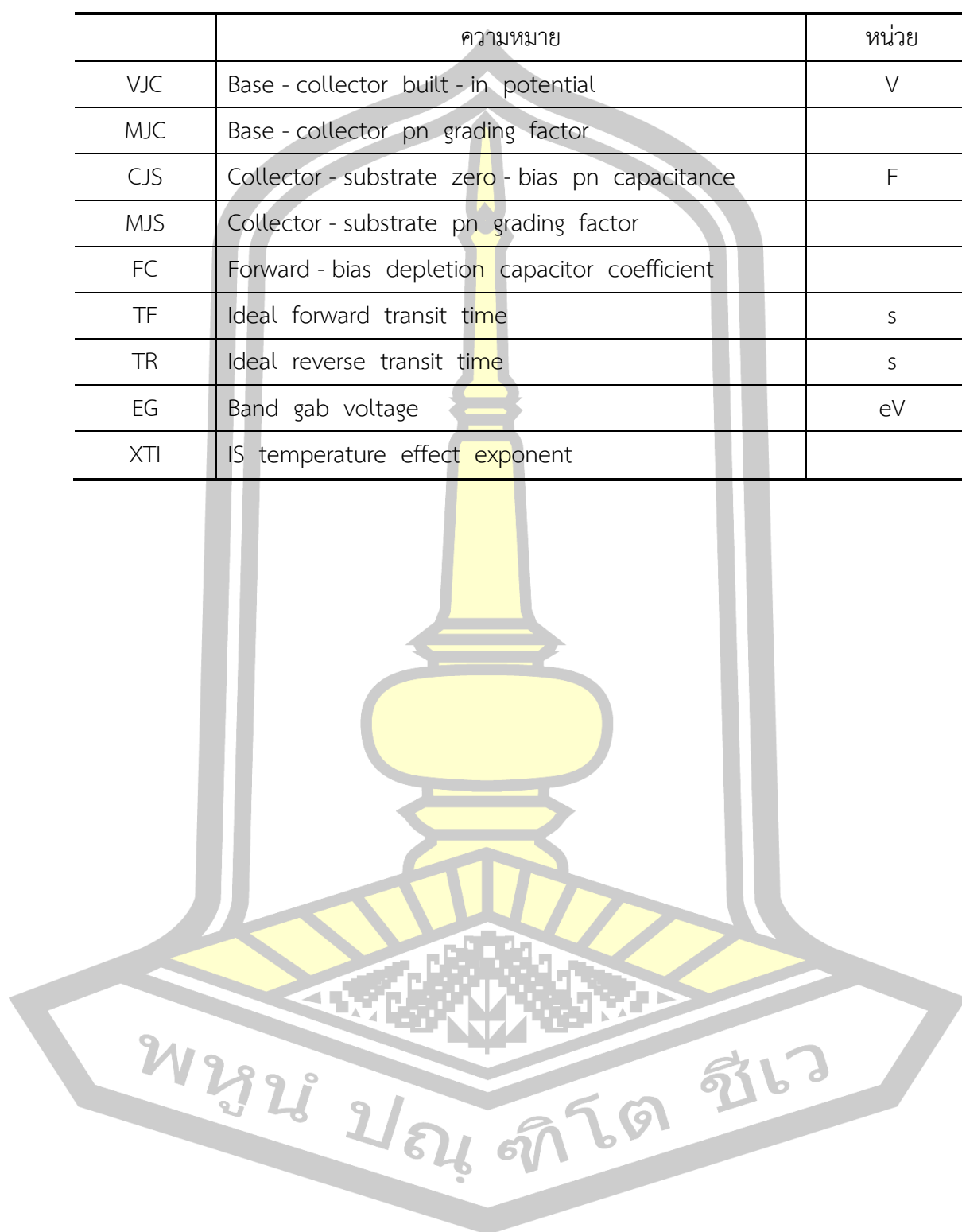
+ Is = 14.34 E-15 XTI = 3.00 E+00 EG = 1.11 E+00 VAF = 74.03 E+00
 + BF = 255.9 E+00 NE = 1.307 E+00 ISE = 14.34 E-15 IKF = 284.7 E-03
 + XTB = 1.50 E+00 BR = 6.092 E+00 NC = 2.00 E+00 ISC = 0.00 E+00
 +IKR = 0.00 E+00 RC = 1.00 E+00 CJC = 7.306 E-12 MJC = 34.16 E-02
 +VJC = 75.00 E-02 FC = 5.00 E-01 CJE = 22.01 E-06 MJE = 377.00 E-03
 +VJE = 75.00 E-02 TR = 46.91 E-09 TF = 411.1 E-12 ITF = 6.00 E-01
 +VTF = 1.7 E+00 XTF = 3 E+00 Rb = 10 E+00

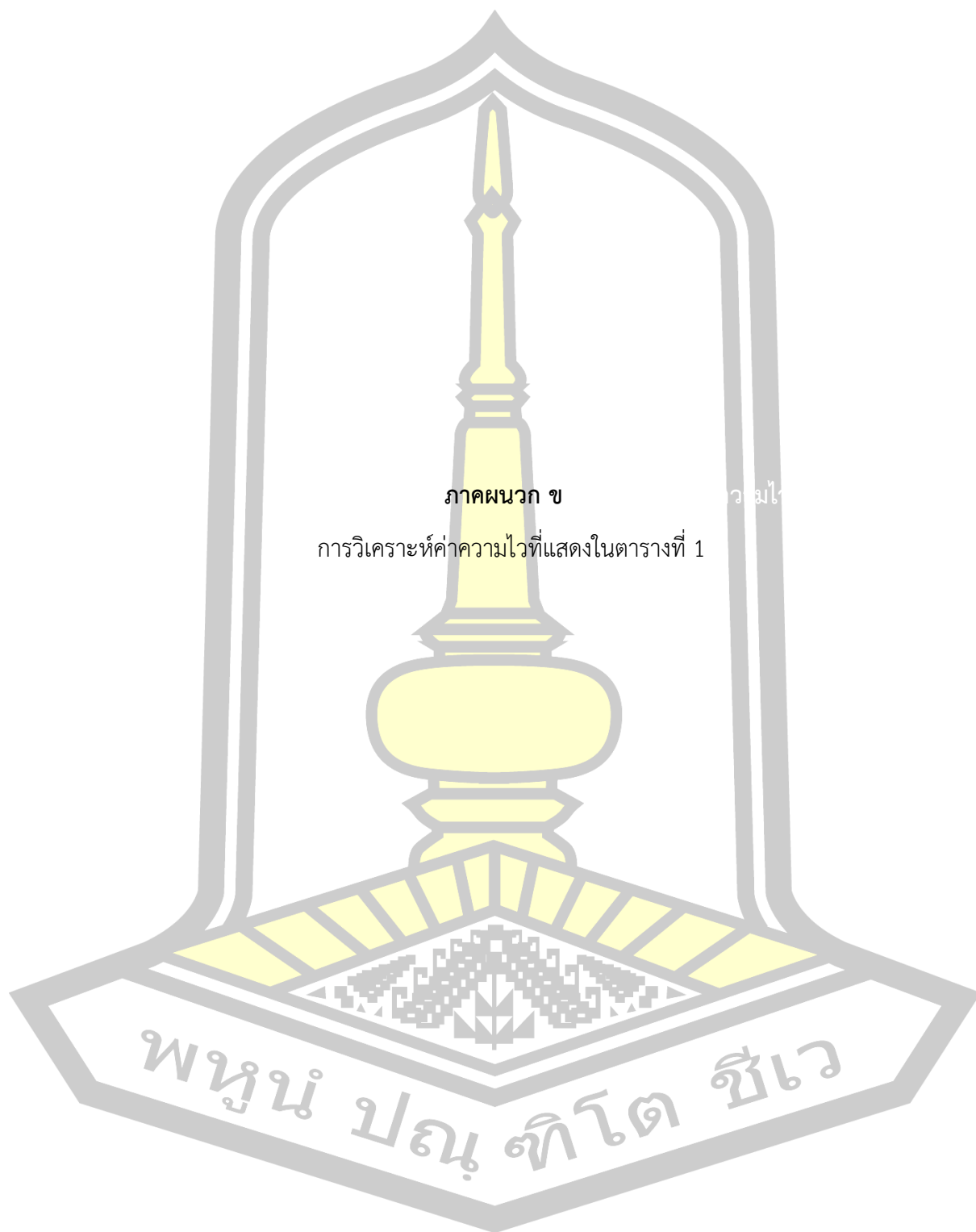
ตารางที่ 4 ตารางความหมายของค่าตัวแปรโมเดลของทรานซิสเตอร์

	ความหมาย	หน่วย
IS	pn saturation current	A
BF	Ideal maximum forward beta	
NF	Forward current emission coefficient	
VAF (VA)	Forward Early voltage	V
IKF (IK)	Comer for forward beta high - ccurrent roll - off	
NE	Base - emitter leakage emission coefficient	
BR	Ideal maximum reverse beta	
NR	Reverse current emission coefficient	
IKR	Corner for reverse beta high - current roll - off	A
RB	Zero - bias (maximum) base resistance	Ω
RE	Emitter ohmic resistance	Ω
RC	Collector ohmic resistance	Ω
CJE	Base - emitter zero - bias pn capacitance	F
VJE	Base - emitter built - in potential	V
MJE	Base - emitter pn grading factor	
CJC	Base - collector zero - bias pn capacitance	F

ตารางที่ 4 ตารางความหมายของค่าตัวแปรโมเดลของทรานซิสเตอร์ (ต่อ)

	ความหมาย	หน่วย
VJC	Base - collector built - in potential	V
MJC	Base - collector pn grading factor	
CJS	Collector - substrate zero - bias pn capacitance	F
MJS	Collector - substrate pn grading factor	
FC	Forward - bias depletion capacitor coefficient	
TF	Ideal forward transit time	s
TR	Ideal reverse transit time	s
EG	Band gab voltage	eV
XTI	IS temperature effect exponent	





ภาคผนวก ข
การวิเคราะห์ค่าความไวที่แสดงในตารางที่ 1

พหุณฺ์ ปณฺุ ทิโต ชีเว

จากตารางที่ 1 สามารถวิเคราะห์หาค่าความไว S_x^y ที่แสดงไว้ในตาราง โดยที่

$(x, y) = (C, \omega_0), (V_T, \omega_0), (I_f, \omega_0)$ ดังนี้

$$S_C^{\omega_0} = \frac{C}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial C} = \frac{C}{\frac{I_f}{2CV_T}} \cdot \frac{\partial \frac{I_f}{4CV_T}}{\partial C} = \frac{C}{\frac{I_f}{2CV_T}} \cdot \frac{I_f}{2V_T} \frac{\partial \left(\frac{1}{C} \right)}{\partial C} = \frac{C}{\frac{I_f}{2CV_T}} \cdot \frac{-I_f C^{-2}}{2V_T}$$

$$= \frac{2C^2 V_T \cdot -I_f C^{-2}}{2I_f V_T} = -1$$

$$S_{I_f}^{\omega_0} = \frac{I_f}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial I_f} = \frac{I_f}{\frac{I_f}{2CV_T}} \cdot \frac{\partial \frac{I_f}{2CV_T}}{\partial I_f} = \frac{I_f}{\frac{I_f}{2CV_T}} \cdot \frac{1}{2CV_T} \frac{\partial I_f}{\partial I_f} = \frac{I_f}{\frac{I_f}{2CV_T}} \cdot \frac{1}{2CV_T}$$

$$= \frac{2CI_f V_T}{2CI_f V_T} = 1$$

$$S_{V_T}^{\omega_0} = \frac{V_T}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial V_T} = \frac{V_T}{\frac{I_f}{2CV_T}} \cdot \frac{\partial \frac{I_f}{2CV_T}}{\partial V_T} = \frac{V_T}{\frac{I_f}{2CV_T}} \cdot \frac{I_f}{2C} \frac{\partial \left(\frac{1}{V_T} \right)}{\partial V_T} = \frac{V_T}{\frac{I_f}{2CV_T}} \cdot \frac{-I_f V_T^{-2}}{2V_T}$$

$$= \frac{2CV_T^2 \cdot -I_f V_T^{-2}}{2CI_f} = -1$$

เมื่อ $\omega_0 = \frac{I_f}{2CV_T}$

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ	นายสำราญ เลิศคอนสาร
วันเกิด	12 กันยายน 2525
สถานที่เกิด	จังหวัดชัยภูมิ
สถานที่อยู่ปัจจุบัน	300/333 ตำบลหนองบัว อำเภอเมือง จังหวัดหนองบัวลำภู 39000
ตำแหน่งหน้าที่การงาน	อาจารย์
สถานที่ทำงานปัจจุบัน	วิทยาลัยพณิชยบัณฑิต 171/2 ตำบลหนองบัว อำเภอเมือง จังหวัดหนองบัวลำภู 39000
ประวัติการศึกษา	พ.ศ. 2547 ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยภาคตะวันออกเฉียงเหนือ พ.ศ. 2554 ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วศ.ม.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม พ.ศ. 2566 ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต (ปร.ด.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม

พูนัน ปณฺ ทิโต ชีเว